



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

# NÁVRH NÍZKOŠUMOVÉ BAND GAP REFERENCE V BCD PROCESU

DESIGN OF LOW NOISE BAND GAP REFERENCE IN BCD PROCESS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. PETR KADAŇKA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. PETR KADAŇKA

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Mikroelektronika**

**Student:** Bc. Petr Kadaňka

**ID:** 111061

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2012/2013

## NÁZEV TÉMATU:

**Návrh nízkošumové Band Gap reference v BCD procesu**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Proveďte šumovou analýzu BG reference s jednoduchým a násobným úbytkem UBE. Porovnejte výsledné šumové charakteristiky s požadovanými hodnotami. Analyzujte systémy nabíjení externího kondenzátoru, srovnajte princip s proudovou vazbou a bez proudové vazby. Zvolené zapojení použijte ve výsledné BG referenci. Analyzujte šumové vlastnosti výsledné struktury a proveďte optimalizaci. Porovnejte simulované hodnoty s výsledky získanými ručním výpočtem.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce.

**Termín zadání:** 11.2.2013

**Termín odevzdání:** 30.5.2013

**Vedoucí práce:** Ing. Petr Kadaňka

**Konzultanti diplomové práce:**

**prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Práce se zabývá šumovou analýzou různých integrovaných obvodů používaných pro generování referenčního teplotně stabilního napětí. Systematicky rozebírá jednotlivé zdroje šumu a nastiňuje možnosti jejich minimalizace. Jako výsledné je zvoleno zapojení využívající externího filtračního kondenzátoru a systému přednabíjení tohoto kondenzátoru. V závěru jsou srovnány hodnoty šumu pro jednotlivá zapojení a shrnuty parametry výsledné band-gap reference.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Napěťová reference, šum, nízký šum, šumová analýza, filtrační kondenzátor.

## **ABSTRACT**

This diploma thesis focuses on noise analysis of different integrated circuits used for generating temperature stable reference voltage. All noise contributions are studied separately and there is shown a way of their minimization. Circuit using external capacitor with pre-charging system is chosen as the best solution. Output noise of all analyzed circuits is compared and characteristics of final band-gap reference are summarized at the end of the work.

## **KEYWORDS**

Voltage reference, noise, low-noise, noise analysis, filtering capacitor.

KADAŇKA, P. *Návrh nízkošumové Band Gap reference v BCD procesu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 56 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Kadaňka.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Návrh nízkošumové Band Gap reference v BCD procesu* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce ing. Petru Kadaňkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Obsah</b>	<b>vi</b>
<b>Seznam obrázků</b>	<b>viii</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>ix</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 ŠUM</b>	<b>2</b>
1.1 Definice šumu .....	2
1.2 Sčítání šumových příspěvků .....	2
1.3 Bílý šum a 1/f šum .....	3
1.4 Šum rezistoru .....	4
1.5 Šum bipolárního tranzistoru.....	4
1.6 Šum MOS tranzistoru .....	5
<b>2 Vlastnosti PRVKŮ v použitém BCD procesu</b>	<b>6</b>
2.1 Vlastnosti bipolárních tranzistorů.....	7
2.2 Vlastnosti MOS tranzistorů .....	7
<b>3 Brokawova band-gap reference</b>	<b>9</b>
3.1 Princip.....	10
3.2 Transkonduktance Brokawovy BG reference.....	11
3.3 Šum Brokawovy BG reference .....	12
3.4 Šum Brokawovy BG reference – srovnání se simulací .....	14
<b>4 Reference typu diferenciální stupeň</b>	<b>15</b>
4.1 Princip.....	15
4.2 Šum reference typu diferenciální stupeň .....	18
<b>5 Reference s násobným <math>\Delta V_{BE}</math></b>	<b>22</b>
5.1 Princip.....	24
5.2 Šum reference s násobným $\Delta V_{BE}$ .....	24
5.3 Reference s násobným $\Delta V_{BE}$ s RC článkem .....	26

<b>6</b>	<b>BG reference s proudovou vazbou</b>	<b>28</b>
6.1	Proudový zdroj.....	30
6.2	Předstabilizace .....	31
6.3	První stupeň BG reference .....	32
6.4	Druhý stupeň BG reference .....	32
6.5	Výstupní větev BG reference.....	34
6.6	Kompenzace báзовých proudů.....	34
6.7	Srovnání různých typů druhého stupně .....	35
<b>7</b>	<b>šum BG reference s proudovou vazbou</b>	<b>38</b>
7.1	Šum proudového zdroje .....	38
7.2	Šum výsledného druhého stupně .....	41
7.3	Celkový šum BG reference s proudovou vazbou .....	42
<b>8</b>	<b>Optimalizace navrženého zapojení</b>	<b>46</b>
<b>9</b>	<b>Závěr</b>	<b>54</b>
	<b>Literatura</b>	<b>55</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>56</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

obr. 1 - Reálné šumové spektrum .....	3
obr. 2 - Šumové zdroje BJT a jejich přepočet .....	5
obr. 3 - Šumový proud MOS tranzistoru převedený na šumové napětí .....	5
obr. 4 - Závislost <i>vni</i> bipolárního tranzistoru na kolektorovém proudu .....	7
obr. 5 - Brokawova BG reference .....	10
obr. 6 - Malosignálový model Brokawovy BG reference .....	12
obr. 7 - Reference typu diferenciální stupeň .....	17
obr. 8 - Schematicke znázornění offsetové BG reference pro šumovou analýzu .....	18
obr. 9 - Reference s násobným $\Delta V_{BE}$ .....	23
obr. 10 - Přednabíjení $C_f$ pomocí komparátoru .....	27
obr. 11 - Srovnání systému bez a s přednabíjením .....	28
obr. 12 - BG reference s proudovou vazbou .....	29
obr. 13 - Americký proudový zdroj .....	30
obr. 14 - Závislost výstupu proudového zdroje na napájení .....	31
obr. 15 - Princip funkce 2. stupně .....	33
obr. 16 - Různé konstrukce druhého stupně BG reference .....	36
obr. 17 - Výstupní proudy druhých stupňů pro malá rozvážení .....	37
obr. 18 - Výstupní proudy druhých stupňů pro velká rozvážení .....	37
obr. 19 - Vliv ext. filtračního kondenzátoru na šum zapojení .....	47
obr. 20 - Výstupní šum reference v závislosti na filtračním kondenzátoru .....	48
obr. 21 - Šum a startovací doba jako protichůdné veličiny .....	48
obr. 22 - Vliv šířky $M_1 - M_8$ na vlastnosti BG reference .....	49
obr. 23 - Vliv poměru výstupních zrcadel druhého stupně na vlastnosti BG reference ..	49
obr. 24 - Ustalovací doby pro různé varianty druhého stupně .....	50
obr. 25 - Výsledné schéma navržené BG reference .....	51
obr. 26 - Proud nabíjející externí kondenzátor .....	52
obr. 27 - Stabilita výsledného zapojení .....	52
obr. 28 - Teplotní závislost vlastností BG reference .....	53



## SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1 – Hranice mezi silnou a slabou inverzí.....	8
Tab. 2.2 – Technologické konstanty použitého BCD procesu .....	9
Tab. 3.1 – Šum Brokawovy BG reference 1 .....	14
Tab. 3.2 – Šum Brokawovy BG reference 2 .....	14
Tab. 3.3 – Šum Brokawovy BG reference 3 .....	15
Tab. 4.1 – Závislost poměru $R_2/R_1$ na $N$ .....	22
Tab. 8.1 – Ustalovací doba BG reference .....	50
Tab. 9.1 – Šumové napětí jednotlivých analyzovaných zapojení .....	54
Tab. 9.2 – Porovnání zadáných a dosažených hodnot .....	54

# ÚVOD

Tato diplomová práce se zabývá návrhem nízkošumové band-gap reference. Cílem práce je navrhnout band-gap referenci splňující následující parametry:

- Proudový odběr menší než  $50\ \mu\text{A}$
- Velikost šumového napětí  $V_n$  v pásmu 10 Hz – 100 kHz typicky menší než  $15\ \mu\text{V}$
- Kapacita případného externího kondenzátoru menší než 100 nF
- Enable time (výstupní napětí se od ustáleného neliší o více než 10 mV) menší než 200  $\mu\text{s}$
- Fázová bezpečnost větší než  $30^\circ$  pro kapacitu externího kondenzátoru 1 nF

Po splnění těchto parametrů dojde k optimalizaci zapojení ve snaze získat co nejlepší výsledky. Tedy dosažení co nejmenších hodnot všech sledovaných parametrů při současném zachování stability.

V práci bude nejprve krátce popsána základní problematika šumu v analogových integrovaných obvodech. Následně budou z šumového hlediska analyzována jednotlivá zapojení, od základní koncepce Brokawovy band-gap reference až po finální řešení.

# 1 ŠUM

## 1.1 Definice šumu

Elektronický šum je náhodná fluktuace elektrického signálu. Je nevyhnutelný ve všech elektronických obvodech. Jeho podstata je náhodného charakteru, lze jej však poměrně dobře statisticky popsat. Šum lze charakterizovat pomocí integrální hodnoty, pro určitý interval  $f_1 - f_2$ . Tuto hodnotu zjistíme například pomocí mikrovoltmetru s pásmovou propustí o lomových kmitočtech  $f_1$  a  $f_2$  na vstupu. Šum je možné popsat i pomocí tzv. šumové spektrální hustoty. Spektrální hustota šumového napětí  $v_n$  je efektivní hodnota šumu  $v_{npp}$  v elementárním kmitočtovém pásmu 1 Hz. Definuje se prostřednictvím spektrální hustoty šumového výkonu úměrného druhé mocnině efektivní hodnoty  $V_{nRMS}^2$ , což je výkon normovaného odporu 1  $\Omega$ . Spektrální hustota je diferenciálním vyjádřením závislosti efektivní hodnoty šumového výkonu na sledovaném kmitočtovém oboru  $f$  a platí:

$$v_n^2 = \frac{V_{nRMS}^2}{df} \quad (1.1)$$

Rozměr spektrální hustoty šumového výkonu je  $V^2 / \text{Hz}$ , rozměr spektrální hustoty šumového napětí pak je  $V / \sqrt{\text{Hz}}$  (a rozměr spektrální hustoty šumového proudu je pak  $A / \sqrt{\text{Hz}}$ ).

## 1.2 Sčítání šumových příspěvků

Nechť  $v_{n1}, v_{n2}, \dots, v_{nm}$  jsou nekorelované (na sobě navzájem nezávislé) příspěvky šumových napětí. Celkovou velikost šumového napětí pak zjistíme jako:

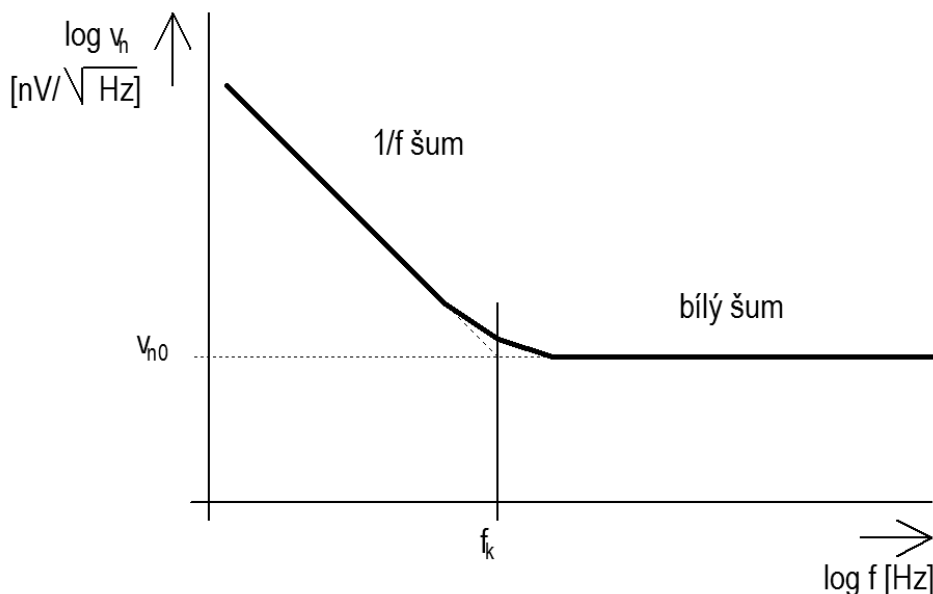
$$v_n = \sqrt{\sum_{n=1}^n v_n^2} \quad (1.2)$$

Pokud jsou jednotlivé složky navzájem korelované (např. šumový proud protéká sériově zapojené rezistory – napěťové úbytky jsou navzájem závislé), je celková velikost šumového napětí určena jejich prostým součtem. Pro zmíněný případ by tedy šumové napětí bylo:

$$v_n = i_n \cdot \sum R_n \quad (1.3)$$

### 1.3 Bílý šum a 1/f šum

Šumové spektrum reálných součástek lze rozdělit do dvou oblastí, na oblast bílého šumu a 1/f šumu:



obr. 1 - Reálné šumové spektrum

V oblasti bílého šumu je spektrální hustota šumu frekvenčně nezávislá, rovna  $v_{n0}$ . V oblasti 1/f šumu je spektrální hustota šumu nepřímo úměrná druhé odmocnině kmitočtu, tedy  $v_n \approx 1/\sqrt{f}$ . V celém kmitočtovém pásmu je pak šumová hustota popsána vztahem:

$$v_n = v_{n0} \sqrt{1 + \frac{f_k}{f}} \quad (1.4)$$

kde  $f_k$  je tzv. lomová frekvence 1/f šumu

V praxi použitelná hodnota integrální hodnoty šumu  $V_n$  pro dané kmitočtové pásmo  $f_1 - f_2$  pak je:

$$\begin{aligned} V_{n(f_1-f_2)} &= \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} v_n^2 \cdot df} = \sqrt{v_{n0}^2 \cdot \int_{f_1}^{f_2} \left(1 + \frac{f_k}{f}\right) df} = \\ &= v_{n0} \sqrt{(f_2 - f_1) + f_k \ln \frac{f_2}{f_1}} \end{aligned}$$

$$\text{pro } f_2 \gg f_1 \quad V_{n(f_1-f_2)} = v_{n0} \sqrt{f_2 + f_k \ln \frac{f_2}{f_1}} \quad (1.5)$$

## 1.4 Šum rezistoru

Šum rezistoru je důsledkem tepelných kmitů elektronů v materiálu rezistoru. Nezávisí na velikosti protékajícího proudu a jedná se o bílý šum, tzn. Jeho spektrální hustota je frekvenčně nezávislá. Reálný rezistor nahradíme bezšumovým rezistorem se sériovým zdrojem šumového napětí o hodnotě:

$$v_n = \sqrt{4kTR} = \sqrt{4qV_T R} \quad (1.6)$$

## 1.5 Šum bipolárního tranzistoru

Šum obecného PN přechodu je opět bílým šumem, závisí na protékajícím proudu a jeho spektrální šumová hustota je dána vztahem:

$$i_n = \sqrt{2qI} \quad (1.7)$$

Bipolární tranzistor je tvořen dvěma PN přechody. Průchodu nosičů náboje přes kolektorový přechod přísluší výstřelový kolektorový proud  $i_{nC}$  se spektrální hustotou:

$$i_{nC} = \sqrt{2qI_C} \quad (1.8)$$

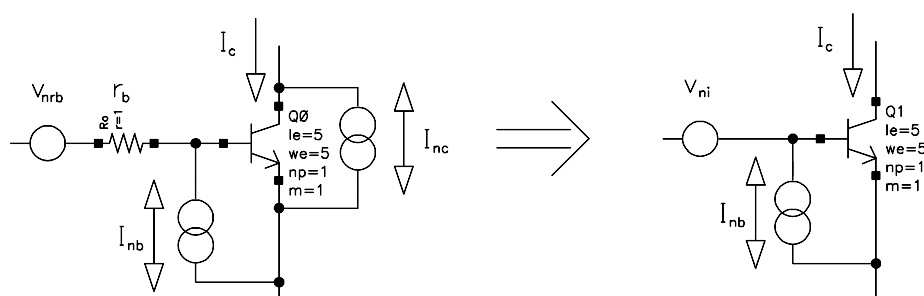
Rekombinaci nosičů náboje v bázi přísluší výstřelový bázevý proud  $i_{nB}$  se spektrální hustotou:

$$i_{nB} = \sqrt{2qI_B} \quad (1.9)$$

Vnitřnímu odporu báze  $r_b$  přísluší šumové napětí  $v_{nrb}$  se spektrální hustotou:

$$v_{nrb} = \sqrt{4qV_T r_b} \quad (1.10)$$

Popsané šumové zdroje jsou na následujícím obrázku:



obr. 2 - Šumové zdroje BJT a jejich přepočet

Nejprve je třeba přepočíst šumový proud  $i_{nC}$  na ekvivalentní šumové napětí  $v_{nC}$  přiložené na bázi. Toho dosáhneme podělením transkonduktancí tranzistoru  $g_m$ :

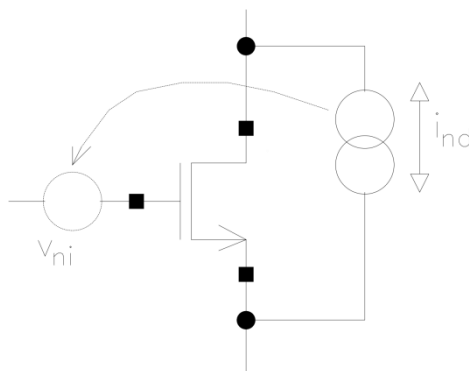
$$v_{nC} = \frac{i_{nC}}{g_m} = \frac{\sqrt{2qI_C}}{\frac{I_C}{V_T}} = V_T \sqrt{\frac{2q}{I_C}} \quad (1.11)$$

Toto přepočítané napětí pak jako nekorelované příspěvky sečteme na vstupní šumové napětí tranzistoru  $v_{ni}$ :

$$\begin{aligned} v_{ni} &= \sqrt{v_{nC}^2 + v_{nrb}^2} = \sqrt{4kTr_b + V_T^2 \frac{2q}{I_C}} \\ &= \sqrt{4V_T q \left( r_b + \frac{V_T}{2I_C} \right)} \end{aligned} \quad (1.12)$$

## 1.6 Šum MOS tranzistoru

Šum MOS tranzistoru je dán jediným šumovým zdrojem, šumovým proudem  $i_{nd}$ .



obr. 3 - Šumový proud MOS tranzistoru převedený na šumové napětí

Velikost šumového proudu je dána vztahem:

$$i_{nd} = \sqrt{4kT \cdot g_{CH}} = \sqrt{4V_T q \cdot g_{CH}} \quad (1.13)$$

Kde  $g_{CH}$  je vodivost kanálu tranzistoru, která je přibližně rovna transkonduktanci  $g_m$ . Můžeme tedy psát:

$$i_{nd} = \sqrt{4V_T q \cdot g_m} \quad (1.14)$$

Kde transkonduktance MOS tranzistoru v silné inverzi je:

$$g_m = \sqrt{2I_D K_p \frac{W}{L}} \quad (1.15)$$

A transkonduktance MOS tranzistoru v slabé inverzi je:

$$g_m = \frac{I_D}{nV_T} \quad (1.16)$$

Obdobně jako u bipolárního tranzistoru případě může být vhodné převést šum proudu drainem na vstupní šumové napětí na hradle:

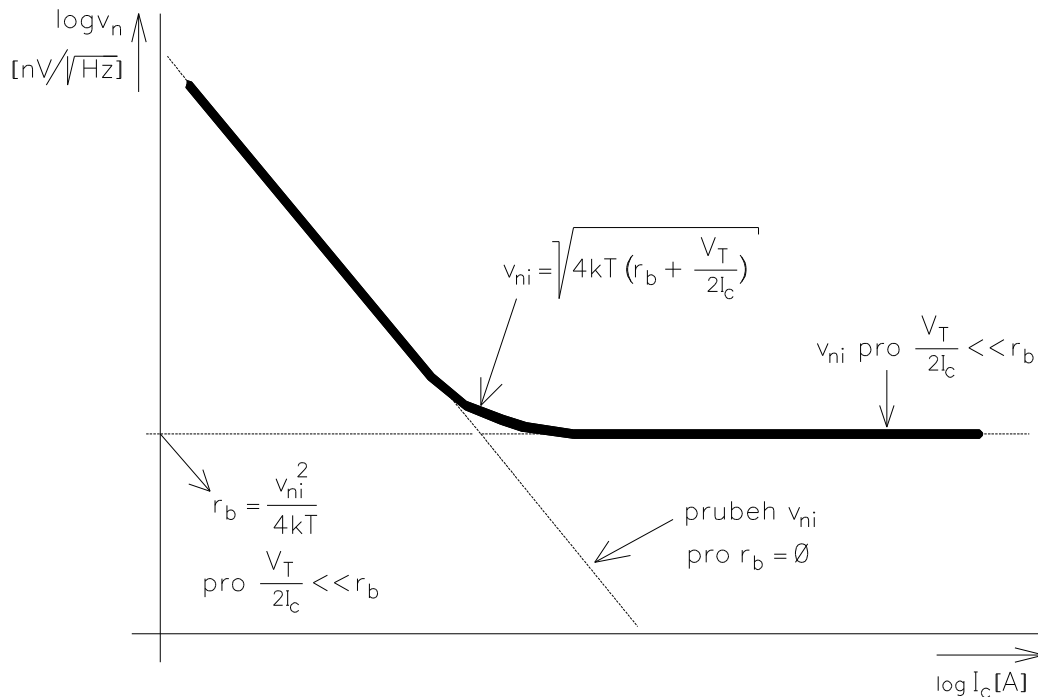
$$v_{ni} = \frac{i_{nd}}{g_m} = \sqrt{\frac{4V_T q}{g_m}} \quad (1.17)$$

Dalším důležitým poznatkem je, že kmitočet lomu 1/f šumu je pro MOS tranzistory relativně vysoký – v řádu jednotek až desítek kHz. Není proto vhodné používat je v nízkošumových aplikacích, pokud není jejich šum dostatečně potlačen (např. ziskem předchozího stupně). Dále je v případě potřeby možné ovlivnit kmitočet lomu 1/f šumu rozměry tranzistoru.

## 2 VLASTNOSTI PRVKŮ V POUŽITÉM BCD PROCESU

Pro další výpočty je třeba určit technologické parametry používaných struktur. Konkrétně bázevý odpor  $r_b$  bipolárního tranzistoru, hodnoty parametrů  $k_p$  a  $n$  MOSových tranzistorů.

## 2.1 Vlastnosti bipolárních tranzistorů



obr. 4 - Závislost  $v_{ni}$  bipolárního tranzistoru na kolektorovém proudu

Z rovnice (1.12) vidíme, že s rostoucím proudem  $I_c$  zůstane dominantní hodnota bázevého odporu  $r_b$ . Pro výpočet bázevého odporu je třeba znát velikost šumového napětí pro velké hodnoty proudu. V simulaci jsme odečetli pro jednotkový tranzistor hodnotu  $v_{ni} = 2,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , pro tranzistor s násobnou plochou emitoru  $M = 4$  je potom  $v_{ni} = 1,15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Pokud, díky dostatečně velkému kolektorovému proudu, v rovnici (1.12) zanedbáme výraz  $V_T/2I_c$ , dostaneme:

$$v_{ni} = \sqrt{4V_T q r_b} \quad (2.1)$$

$$r_b = \frac{v_{ni}^2}{4V_T q} \quad (2.2)$$

V našem případě je tak pro jednotkový tranzistor velikost  $r_b = 320 \Omega$ , pro čtyřnásobný tranzistor je pak  $r_b = 80 \Omega$ .

Proudový zesilovací činitel je pro použité npn tranzistory  $\beta \approx 60$ , pro pnp tranzistory  $\beta \approx 13,7$ .

## 2.2 Vlastnosti MOS tranzistorů

Proud MOS tranzistorem lze popsat následujícími vztahy. Tranzistorová rovnice pro slabou inverzi:



$$I_D = I_{D0} \left( \frac{W}{L} \right) e^{\left( \frac{V_{GS}}{nkT/q} \right)} \quad (2.3)$$

V této rovnici jsou dvě neznámé:  $I_{D0}$  a  $n$ . Proto potřebujeme pro jejich výpočet znát dva body na volt-ampérové charakteristice daného tranzistoru. V silné inverzi je tranzistor popsán následujícím vztahem:

$$I_D = \frac{K_p W}{2 L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.4)$$

Člen  $(1 + \lambda V_{DS})$  popisuje konečný výstupní odpor tranzistoru. Pro běžné výpočty jej můžeme zanedbat a ke zjištění parametrů  $K_p$  a  $V_{th}$  tak opět potřebujeme dva body na volt-ampérové charakteristice. Dále je třeba znát hranici mezi silnou a slabou inverzí.

$$I_{DSWS} = \frac{K_p W}{2 L} \left( 2n \frac{kT}{q} \right)^2 \quad (2.5)$$

Problém je, že pro stanovení parametrů  $K_p$  a  $n$  potřebujeme nastavit tranzistor do oblasti silné inverze, k čemuž potřebujeme znát právě parametry  $K_p$  a  $n$ . Řešením je zvolit přibližně očekávané hodnoty a výslednou hodnoty proudu pro silnou inverzi zvolit výrazně větší, pro slabou inverzi pak výrazně menší než je vypočtená hraniční hodnota. Zvolíme:

$$\begin{aligned} n &= 2 \\ K_{p\text{ NMOS}} &= 60 \cdot 10^{-6} \text{ AV}^{-2} \\ K_{p\text{ PMOS}} &= 20 \cdot 10^{-6} \text{ AV}^{-2} \end{aligned} \quad (2.6)$$

V zapojeních analyzovaných v této práci se rozměry tranzistorů pracujících ve slabé inverzi pohybují kolem  $W/L = 80/1$ , rozměry tranzistorů pracujících v silné inverzi se pak pohybují kolem  $W/L = 1/1$ . Tyto rozměry dosadíme spolu s hodnotami z (2.6) do rovnice (2.5). Hodnoty hraničních proudů jsou v následující tabulce:

**Tab. 2.1 – Hranice mezi silnou a slabou inverzí**

Tranzistor	Proud [ $\mu\text{A}$ ]
NMOS 1:1	0,3
PMOS 1:1	0,1
NMOS 80:1	26,0
PMOS 80:1	8,7

Zjednodušenou rovnici (2.4) zapíšeme pro dva pracovní body:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= \frac{K_p W}{2 L} (V_{GS1} - V_{th})^2 \\ I_{D2} &= \frac{K_p W}{2 L} (V_{GS2} - V_{th})^2 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Z této soustavy dvou rovnic o dvou neznámých dostáváme:

$$V_{th} = \frac{\sqrt{I_{D1}/I_{D2}} \cdot V_{GS2} - V_{GS1}}{\sqrt{I_{D1}/I_{D2}} - 1} \quad (2.8)$$

$$K_p = \frac{2I_D L}{W(V_{GS2} - V_{th})^2} \quad (2.9)$$

Pro výpočet parametru  $n$  zapíšeme rovnici (2.3) pro 2 pracovní body:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= I_{D0} \frac{W}{L} e^{\frac{V_{GS1}}{nkT/q}} \\ I_{D2} &= I_{D0} \frac{W}{L} e^{\frac{V_{GS2}}{nkT/q}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Z této soustavy je pak  $n$  rovno:

$$n = \frac{\frac{V_{GS1} - V_{GS2}}{kT/q}}{\ln \frac{I_{D1}}{I_{D2}}} = \frac{\frac{V_{GS1} - V_{GS2}}{V_T}}{\ln \frac{I_{D1}}{I_{D2}}} \quad (2.11)$$

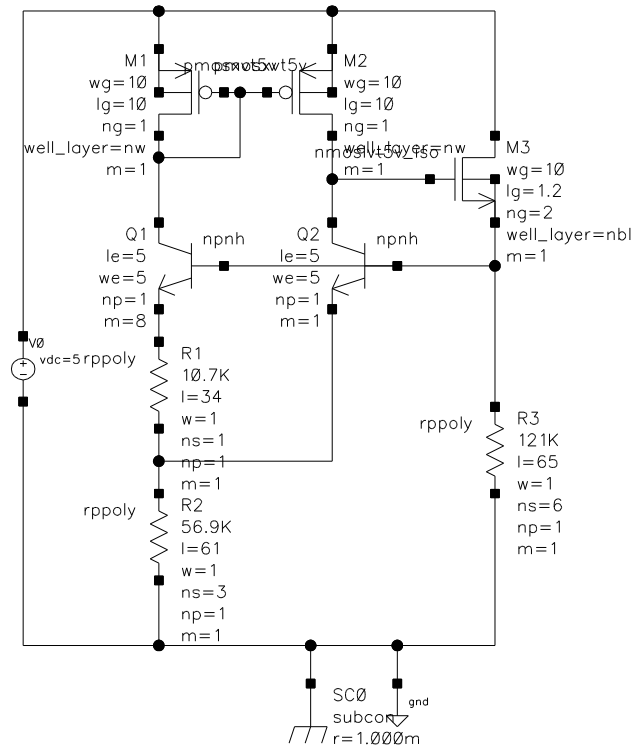
Nyní již známe vše potřebné a můžeme určit technologické parametry používaných součástek:

**Tab. 2.2 – Technologické konstanty použitého BCD procesu**

Typ tranzistoru	$V_T$ [mV]	$K_p$ [ $\mu\text{A}/\text{V}^2$ ]	$n$ [–]
NMOS5V/ NMOS5V_ISO	793	65,4	1,76
NMOSXVT5V	497	75,6	1,60
NMOSXVT5V_ISO	224	63,4	1,60
NMOSLVT5V	314	81,3	1,56
NMOSLVT5V_ISO	337	77,2	1,56
PMOS5V	760	15,8	1,89
PMOSXVT5V	518	18,5	1,56
PMOSLVT5V	321	23,4	1,60

### 3 BROKAWOVA BAND-GAP REFERENCE

Velmi často používaným konceptem mezi napěťovými referencemi je band-gap reference P. Brokawa:



obr. 5 - Brokawova BG reference

### 3.1 Princip

Princip band-gap referencí je následující. Napětí na diodě (nebo na bipolárním tranzistoru zapojeném jako dioda) má v širokém rozsahu podmínek a výrobních procesů teplotní koeficient přibližně  $-2 \text{ mV/K}$ . Do série k diodě tedy zapojíme prvek s opačným teplotním koeficientem. Toho můžeme dosáhnout například tak, že vygenerujeme proud úměrný absolutní teplotě ( $I_{PTAT}$  – proportional to absolute temperature) a ten necháme protékat diodou a k ní sériově připojeným rezistorem.

Jádro reference tvoří rezistory  $R_1, R_2$ , tranzistory  $Q_1, Q_2$  a  $M_1 - M_3$ . Zrcadlo  $M_1, M_2$  zajistí stabilní poměr proudů  $I_1, I_2$  – v našem případě 1. Rozdílná plocha emitorů  $Q_1, Q_2$  způsobí rozdíl v napětí  $V_{BE}$  jednotlivých tranzistorů:

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_C}{NI_S} \quad (3.1)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (3.2)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln N \quad (3.3)$$

Protože báze tranzistorů jsou spojené, rozdíl  $\Delta V_{BE}$  se objeví na rezistoru  $R_1$ , kde vyvolá proud:

$$I_{PTAT} = \frac{V_T}{R_1} \ln N = \frac{kT}{qR_1} \ln N \quad (3.4)$$

Tento proud se ozrcadlí i do druhé větve a rezistorem  $R_2$  tak teče proud dvojnásobný, který vyvolá úbytek napětí:

$$V_{R2} = 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln N \quad (3.5)$$

Celkové výstupní napětí reference je tak:

$$V_{BG} = V_{BE2} + 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln N \quad (3.6)$$

Závislost  $V_{BE2}$  na pracovním proudu referencí je díky exponenciální závislosti zanedbatelná, velikost druhého sčítance je pak dána poměrem dvou struktur ( $R_2/R_1$  a  $N$ ), což je v integrované technice zvládnutelné s velmi dobrou přesností. Teplotní závislost výstupního napětí by měla být nulová.  $V_{BE}$  má teplotní koeficient  $-2 \text{ mV/K}$ . Pro teplotní stabilitu je potřeba zajistit, aby platilo:

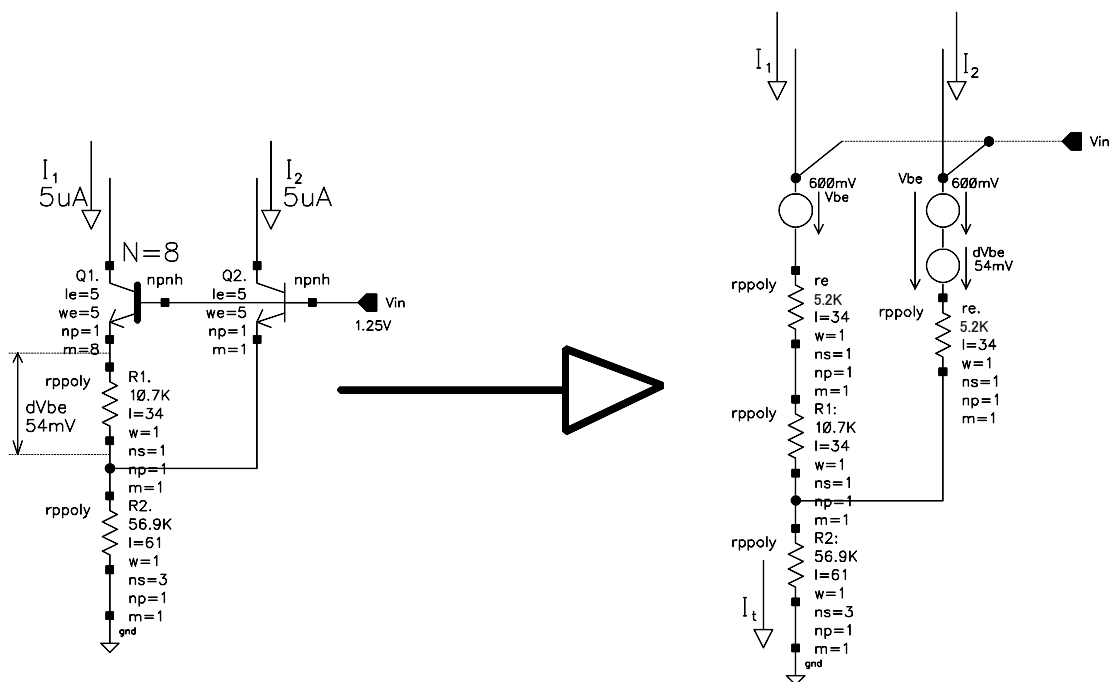
$$-2 \text{ mV/K} + 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{k}{q} \ln N = 0 \quad (3.7)$$

Toho docílíme volbou poměru rezistorů  $R_1$  a  $R_2$ . Pokud budeme uvažovat velikost  $V_{BE}$  přibližně  $0,65V$  a dosadíme z rovnice (3.7) zpět do (3.6), dostaneme výslednou hodnotu teplotně stabilního výstupního napětí  $V_{BG} = 1,25V$ . Smyčku zpětné vazby tvoří tranzistor  $M_3$ .

## 3.2 Transkonduktance Brokawovy BG reference

Pro výpočet šumu Brokawovy BG reference je zapotřebí znát její transkonduktanci. Transkonduktanci vypočítáme pomocí lineárního modelu jen pro pracovní bod, obecný výpočet je poměrně složitý. Tranzistory  $Q_1, Q_2$  nahradíme jejich emitorovými odpory  $r_e$ . Velikost emitorových odporů je  $r_e = V_T/I_c = 0,026/5\mu = 5,2k\Omega$ . Na následujícím obrázku je malosignálový model, včetně rozdílu  $V_{BE}$  napětí tranzistorů  $Q_1, Q_2$ .

Transkonduktanci vypočítáme v pracovním bodě udržovaném zpětnou vazbou, kdy výstupní napětí je  $1,25V$ , a proudy jednotlivými větvemi jsou  $5\mu A$ . Je důležité uvědomit si, že při nárůstu výstupního napětí proudy oběma větvemi rostou a naopak. Proto výsledná transkonduktance je rozdílem transkonduktancí jednotlivých větví.



obr. 6 - Malosignálový model Brokawovy BG reference

Nejprve vypočítáme, jak se mění proud  $I_t$  v závislosti na malé změně  $V_{in}$ . Tedy transkonduktanci pro proud  $I_t$ :

$$\frac{dI_t}{dV_{in}} = G = \frac{1}{R_2 + \frac{(r_e + R_1)r_e}{r_e + R_1 + r_e}} = \frac{2r_e + R_1}{R_2R_1 + r_e(R_1 + 2R_2) + r_e^2} \quad (3.8)$$

Transkonduktanci jednotlivých větví určíme z celkové transkonduktance  $G$ . Poměr jednotlivých transkonduktancí  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  je dán převrácenou hodnotou poměru rezistorů v odpovídajících větvích, tedy:

$$g_{m1} = G \frac{r_e}{2r_e + R_1} \quad (3.9)$$

$$g_{m2} = G \frac{r_e + R_1}{2r_e + R_1} \quad (3.10)$$

$$g_{mBG} = g_{m2} - g_{m1} = G \frac{R_1}{2r_e + R_1} = \frac{R_1}{R_2R_1 + r_e(R_1 + 2R_2) + r_e^2} \quad (3.11)$$

### 3.3 Šum Brokawovy BG reference

Následující šumová analýza je provedena pro zapojení z obr. 5, se symetrickým

zrcadlem  $M_1, M_2$ . Pro výpočet celkové hodnoty šumového napětí je třeba zjistit, jak se šumové příspěvky všech prvků promítnou na výstup.

### Vliv $R_2$ na výstup

Šumové napětí rezistoru  $R_2$  se na výstup reference přenáší přímo:

$$v_{nR2Out} = v_{nR2} = \sqrt{4qV_T R_2} \quad (3.12)$$

### Vliv $R_1$ na výstup

Díky zpětné vazbě je mezi emitory  $Q_1, Q_2$  drženo konstantní napětí. Napětí na rezistoru  $R_1$  je tak přímo ovlivňováno myšleným napěťovým šumovým zdrojem. To se projeví změnou proudu rezistorem:

$$i_n = \frac{\sqrt{4qV_T R_1}}{R_1} \quad (3.13)$$

Tento proud díky zrcadlu  $M_1, M_2$  teče i druhou větví, takže rezistorem  $R_2$  teče proud dvojnásobný. Výsledné šumové napětí na výstupu je tak:

$$v_{nR1Out} = 2 \frac{R_2}{R_1} \sqrt{4V_T q R_1} \quad (3.14)$$

### Vliv $Q_{1,2}$ na výstup

Vstupní šumové napětí bipolárních tranzistorů  $Q_1, Q_2$  opět přímo vytváří úbytek na rezistoru  $R_1$  (obdobně jako v předchozím případě, šumové napětí je ve smyčce  $V_{BE1} - V_{BE2} - R_1$ , jeho hodnota tedy spoluurčuje napětí na rezistoru  $R_1$ , které je jinak dáno rozdílem  $\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2}$ ). Šumový proud rezistorem  $R_1$  je:

$$i_n = \frac{\sqrt{4V_T q \left( r_b + \frac{V_T}{2I_C} \right)}}{R_1} \quad (3.15)$$

Opět dojde k ozrcadlení proudu i do druhé větve a vytvoření šumového napětí na rezistoru  $R_2$ :

$$v_{nQOut} = 2 \frac{R_2}{R_1} \sqrt{4V_T q \left( r_b + \frac{V_T}{2I_C} \right)} \quad (3.16)$$

### Vliv $M_1, M_2$ na výstup

Vliv tranzistorů  $M_1, M_2$  na výstupní šumové napětí zjistíme tak, že šumový proud jim příslušející vydělíme transkonduktancí celé reference.

$$v_{nMOSOut} = \frac{i_n}{g_{mBG}} \quad (3.17)$$

kde:

$$i_n = \sqrt{4V_T q g_{mMOS}} \quad (3.18)$$

kde:

$$g_{mMOS} = \sqrt{2I_D K_p \frac{W}{L}} \quad (3.19)$$

Výsledná hodnota  $v_n$  je pro jeden MOS tranzistor. Pro oba je třeba výsledek vynásobit  $\sqrt{2}$ .

Celková hodnota výstupního šumového napětí je dána nekorelovaným součtem jednotlivých složek:

$$v_{nTot} = \sqrt{v_{nR2Out}^2 + v_{nR1Out}^2 + v_{nQ1Out}^2 + v_{nQ2Out}^2 + 2v_{nMOSOut}^2} \quad (3.20)$$

### 3.4 Šum Brokawovy BG reference – srovnání se simulací

Následující tabulky srovnávají vypočtený a simulovaný šum Brokawovy band-gap reference pro různé hodnoty rezistorů a rozměry MOS tranzistorů:

**Tab. 3.1 – Šum Brokawovy BG reference 1**

Parametr	Hodnota
$R_1$	10,7 k $\Omega$
$R_2$	56,9 k $\Omega$
$N$	8
$I_D$	5 $\mu$ A
$W/L$	10/10
$g_{mBG}$	$8,34 \cdot 10^{-6}$ A/V
$v_{nR2Out}$	31 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nR1Out}$	142 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nQ1Out}$	71 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nQ2Out}$	74 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nMOSOut}$	81 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nTot}$	202 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nSim}$	234 nV/ $\sqrt{Hz}$

**Tab. 3.2 – Šum Brokawovy BG reference 2**

Parametr	Hodnota
$R_1$	53,5 k $\Omega$
$R_2$	303,6 k $\Omega$
$N$	8
$I_D$	1 $\mu$ A
$W/L$	10/10
$g_{mBG}$	$1,57 \cdot 10^{-6}$ A/V
$v_{nR2Out}$	71 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nR1Out}$	339 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nQ1Out}$	167 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nQ2Out}$	169 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nMOSOut}$	286 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nTot}$	508 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nSim}$	590 nV/ $\sqrt{Hz}$

**Tab. 3.3 – Šum Brokawovy BG reference 3**

Parametr	Hodnota
$R_1$	53,5 k $\Omega$
$R_2$	306 k $\Omega$
$N$	8
$I_D$	1 $\mu$ A
$W/L$	5/20
$g_{mBG}$	$1,57 \cdot 10^{-6}$ A/V
$v_{nR2Out}$	71 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nR1Out}$	342 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nQ1Out}$	169 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nQ2Out}$	170 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nMOSOut}$	203 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nTot}$	470 nV/ $\sqrt{Hz}$
$v_{nSim}$	531 nV/ $\sqrt{Hz}$

Nejnižší hodnota šumu výstupního napětí je pro zapojení z Tab. 3.1. Z toho největší je šum rezistoru  $R_1$ . Podle rovnice (3.14) můžeme docílit snížení šumu pouze zmenšením velikosti rezistoru  $R_1$ , poměr  $R_2/R_1$  je třeba zachovat kvůli teplotní stabilitě. Kvůli odmocnině je však tento postup neefektivní, navíc se zmenšováním velikosti rezistoru roste proudová spotřeba zapojení a dokonce i šum zrcadla (druhý největší příspěvek). Proto je pro dosažení nižšího šumového napětí vhodnější místo optimalizace stávajícího použít topologicky odlišné zapojení.

## 4 REFERENCE TYPU DIFERENCIÁLNÍ STUPEŇ

U předcházejícího konceptu je napětí  $\Delta V_{BE} = \ln N$  pro generování  $I_{PTAT}$  proudu odvozeno z rozdílných napětí na emitorech bandgapových tranzistorů, když jejich báze jsou spojené. Následující band-gap reference využívá tranzistorů spojených emitory a napětí  $\Delta V_{BE} = \ln N$  odvozuje z rozdílu napětí na bázích. Ve své podstatě se jedná o diferenciální stupeň s rozdílnými proudovými hustotami v emitorech jednotlivých větví. Zapojení je na obr. 7. Výstupní napětí je zvoleno 2,5V.

### 4.1 Princip

Napětí na kolektorech tranzistorů  $Q_1, Q_2$  udržuje zpětná vazba operačního zesilovače stejně velké. Protože odpory ve větvích diferenciálního stupně jsou v poměru 2:1 a plochy emitorů v poměru 8:1, je celkový poměr proudových hustot 16:1. Vstupní offsetové napětí diferenciálního stupně je tedy:



$$\Delta V_{BE} = V_T \ln N = V_T \ln 16 = 72mV \quad (4.1)$$

Toto napětí na rezistoru  $R_1$  vytvoří proud:

$$I_{PTAT} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1} \quad (4.2)$$

Tento proud dále na rezistoru  $R_2$  vytvoří úbytek napětí:

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta V_{BE} \quad (4.3)$$

Celkové napětí band-gap reference je pak součet napětí na rezistorech  $R_1, R_2$  a diodách  $Q_7, Q_8$ .

$$V_{BG} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_T \ln 16 + 2V_{BE} \quad (4.4)$$

Aby bylo výstupní napětí teplotně stabilní, musí platit:

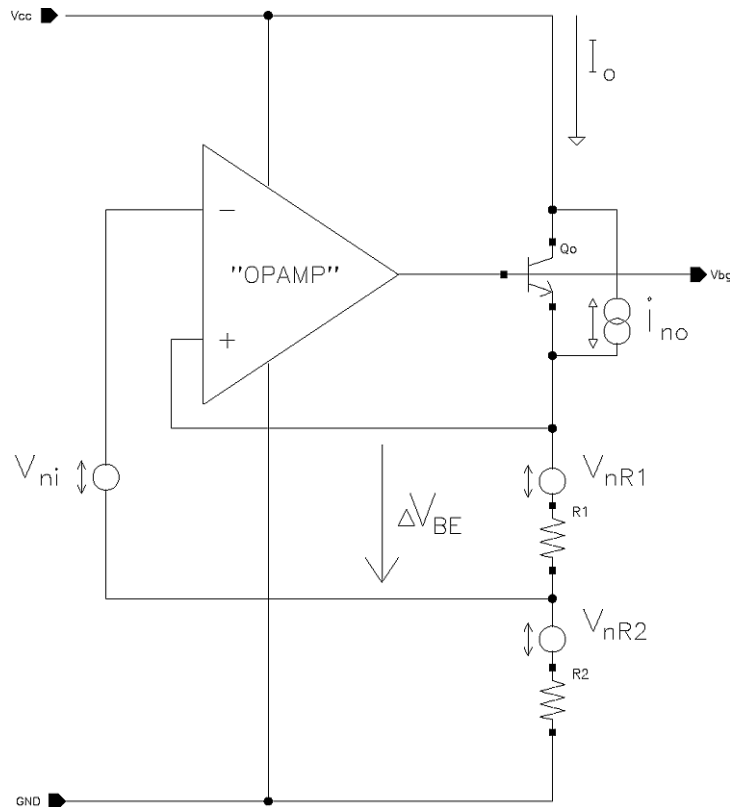
$$-\frac{d2V_{BE}}{dT} = 4 \text{ mV/K} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{k}{q} \ln 16 \quad (4.5)$$

Pro náš konkrétní případ je tedy  $R_2/R_1$  rovno 15,7.



## 4.2 Šum reference typu diferenciální stupeň

Pro lepší přehlednost šumové analýzy nejprve zapojení schematicky překreslíme, jak je zachyceno na obr. 8:



obr. 8 - Schematicke znazorneni offsetove BG reference pro šumovou analýzu

Blokové schéma se dopouští jistých zjednodušení, aby bylo možné jej použít i pro analýzu zapojení v následujících kapitolách.

Operační zesilovač v blokovém schématu zahrnuje oba diferenciální stupně z obr. 7, bipolární s odporovou zátěží i MOSový se složenou kaskádou. Šumové příspěvky všech jeho prvků jsou převedeny na vstupní šumové napětí  $v_{ni}$ . Dále je ve schématu potřeba počítat s šumem rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  a bipolárních tranzistorů  $Q_7, Q_8$  zapojených jako diody. Ve schématickém zobrazení na obr. 8 jsou reprezentovány tranzistorem  $Q_o$ . To sice není topologicky přesné, nicméně jedná se o názornější a v praxi časté zapojení. Dále je třeba určit, jaký vliv budou mít jednotlivá šumová napětí (a proudy) na výsledné výstupní šumové napětí BG reference.

### Vliv $v_{ni}$ na výstup

Šumové napětí  $v_{ni}$  je přivedeno na rezistor  $R_1$ , kde generuje šumový proud. Ten dále protéká rezistorem  $R_2$  a dynamickou impedancí tranzistoru  $Q_o$   $1/g_m = V_T/I_o$ , na kterých vytváří další šumová napětí. Nesmíme zapomenout, že v našem případě tranzistor  $Q_o$  reprezentuje dvě diody. Celkový příspěvek  $v_{ni}$  na výstup je tedy:

$$v_{ni\ Out} = v_{ni} \left( 1 + \frac{R_2 + \frac{2V_T}{I_o}}{R_1} \right) \quad (4.6)$$

### Vliv $i_{n0}$ na výstup

Protože tranzistory  $Q_7, Q_8$  jsou zapojeny jako diody, můžeme použít vztah (1.12) pro vstupní šumové napětí bipolárního tranzistoru. Protože jsou tranzistory 2, musíme jej ještě vynásobit  $\sqrt{2}$ .

$$v_{n\ I_o} = \sqrt{8V_T q \left( r_b + \frac{V_T}{2I_C} \right)} \quad (4.7)$$

### Vliv $v_{nR1}$ na výstup

Šumové napětí  $v_{nR1}$  generuje šumový proud  $i_{nR1}$ :

$$i_{nR1} = \frac{v_{nR1}}{R_1} = \frac{\sqrt{4V_T q R_1}}{R_1} = \sqrt{\frac{4V_T q}{R_1}} \quad (4.8)$$

Tento šumový proud protéká rezistorem  $R_2$  a dynamickou impedancí  $2V_T/I_o$ , na nichž vytváří šumová napětí. Výsledný příspěvek  $v_{nR1}$  je tedy:

$$v_{nR1\ Out} = \sqrt{\frac{4V_T q}{R_1}} \left( R_2 + \frac{2V_T}{I_o} \right) = \sqrt{4V_T q R_1} \left( \frac{R_2 + \frac{2V_T}{I_o}}{R_1} \right) \quad (4.9)$$

### Vliv $v_{nR2}$ na výstup

Šumové napětí rezistoru  $R_2$  se na výstup reference přenáší přímo:

$$v_{nR2\ Out} = \sqrt{4V_T q R_2} \quad (4.10)$$

### Celkový šum BG reference

Celkový šum BG reference je dán nekorelovaným součtem těchto jednotlivých příspěvků:

$$v_{nBG} = \sqrt{v_{ni\ Out}^2 + v_{n\ I_o}^2 + v_{nR1\ Out}^2 + v_{nR2\ Out}^2} \quad (4.11)$$

### Velikost šumového napětí $v_{ni}$

K určení konkrétní velikosti šumu reference nám tedy zbývá určit hodnotu  $v_{ni}$  číselně. Nejprve určíme velikost vstupního šumového napětí druhého stupně operačního zesilovače a vliv tohoto napětí na vstup prvního stupně.

### 1) Druhý stupeň

Určíme šumový proud tranzistorů  $M_3 - M_6$ ,  $M_{13}$  a  $M_{14}$ . Poté vytvoříme jejich nekorelovaný součet a výsledný šumový proud s pomocí transkonduktance druhého stupně převedeme na jeho vstupní šumové napětí.

$$\begin{aligned} \text{Tranzistory } M_5, M_6: \quad I_D &= 9\mu A \\ W:L &= 240:12 \\ K_p &= 65,4 \cdot 10^{-6} AV^{-2} \end{aligned}$$

S pomocí rovnic (1.14) a (1.15) dostaneme hodnotu  $i_n = 1,6 pA/\sqrt{Hz}$ .

$$\begin{aligned} \text{Tranzistory } M_3, M_4: \quad I_D &= 12\mu A \\ W:L &= 16:12 \\ K_p &= 15,8 \cdot 10^{-6} AV^{-2} \end{aligned}$$

S použitím stejných vztahů dostaneme  $i_n = 0,6 pA/\sqrt{Hz}$ .

$$\begin{aligned} \text{Tranzistory } M_{13}, M_{14}: \quad I_D &= 3\mu A \\ W:L &= 8:12 \\ K_p &= 65,4 \cdot 10^{-6} AV^{-2} \end{aligned}$$

Nyní vyjde šumový proud tranzistoru  $i_n = 0,5 pA/\sqrt{Hz}$ .

Celkový šumový proud všech šesti tranzistorů vypočítáme jako nekorelovaný součet všech dílčích složek:

$$i_{n2s} = \sqrt{2 \cdot 1,6^2 + 2 \cdot 0,6^2 + 2 \cdot 0,5^2} = 2,5 pA/\sqrt{Hz} \quad (4.12)$$

Celkové vstupní šumové napětí druhého stupně získáme podělením šumového proudu transkonduktance druhého stupně. Ta je rovna transkonduktanci tranzistorů  $M_5, M_6$ , můžeme ji tedy spočítat s pomocí (1.15).

$$v_{n2} = \frac{i_{n2s}}{g_{m2s}} = 16,3 nV/\sqrt{Hz} \quad (4.13)$$

Zesílení prvního stupně určíme jako podíl napěťového úbytku na odporové zátěži a teplotního napětí  $V_T$ . Při proudu  $6 \mu A$  celým diferenciálním stupněm je úbytek na odporech  $400 mV$ , výsledný zisk je  $400 mV/V_T = 15,4$ . Vliv šumového napětí druhého stupně na vstup je tedy:

$$v_{n2i} = \frac{v_{n2}}{A_1} = \frac{16,3 nV}{15,4} = 1,05 nV/\sqrt{Hz} \quad (4.14)$$

Jak uvidíme později, tento vliv je zanedbatelný.

### 2) Vliv odporové zátěže prvního stupně

Pro určení vlivu šumu odporů prvního stupně vypočteme jejich šumová napětí a podělíme je ziskem prvního stupně. Získáme tak přímo jejich příspěvek k  $v_{ni}$ .

$$v_{nRA} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot R}}{A_1} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot 2 \cdot 10^5}}{15,4} = 3,7 nV/\sqrt{Hz} \quad (4.15)$$

$$v_{nRB} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot 10^5}}{15,4} = 2,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4.16)$$

### 3) Šum vstupních tranzistorů prvního stupně

S využitím (1.12) vypočteme vstupní šumová napětí bipolárních tranzistorů  $Q_1, Q_2$ :

$$v_{nQ1} = \sqrt{4V_T q \left( 40 + \frac{V_T}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} \right)} = 10,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4.17)$$

$$v_{nQ2} = \sqrt{4V_T q \left( 320 + \frac{V_T}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} \right)} = 7,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4.18)$$

Celková velikost šumového napětí  $v_{ni}$  z obr. 8 je dána nekorelovaným součtem všech výše vypočtených příspěvků:

$$\begin{aligned} v_{ni} &= \sqrt{v_{n2i}^2 + v_{nRA}^2 + v_{nRB}^2 + v_{nQ1}^2 + v_{nQ2}^2} \\ &= \sqrt{1,05^2 + 3,7^2 + 2,7^2 + 10,4^2 + 7,7^2} \\ &= 13,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Vidíme, že hodnotu  $1,05^2$  můžeme proti hodnotě  $10,4^2$  zanedbat. Znamená to, že při dostatečném zesílení prvního stupně je šum druhého stupně operačního zesilovače potlačen takovým způsobem, že je možné jej zanedbat při výpočtech. Při návrhu pak není třeba snažit se příliš snižovat šum druhého stupně.

### Celkový šum BG reference typu diferenciální stupeň

Nyní můžeme s pomocí rovnic (4.6) až (4.11) vypočítat celkové šumové napětí analyzované BG reference.

$$v_{ni \text{ out}} = v_{ni} \left( 1 + \frac{106k + \frac{2V_T}{10\mu}}{7,2k} \right) = 227 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4.20)$$

$$v_{nIo} = \sqrt{8V_T q \left( 320 + \frac{V_T}{20\mu} \right)} = 7,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4.21)$$

$$v_{nR1 \text{ out}} = \sqrt{4V_T q \cdot 7,2k} \left( \frac{106k + \frac{2V_T}{10\mu}}{7,2k} \right) = 169 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4.22)$$

$$v_{nR2 \text{ out}} = \sqrt{4V_T q \cdot 106k} = 42 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4.23)$$

Celkový šum bandgap reference typu diferenciální stupeň:

$$v_{nBG} = \sqrt{226,9^2 + 7,3^2 + 169,2^2 + 42,0^2} = 286 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4.24)$$

Takto vypočtená hodnota odpovídá simulované hodnotě  $299 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Důležitým poznatkem je, že celková hodnota šumu je nejvýrazněji ovlivněna příspěvky  $v_{ni}$  a  $v_{nR1}$ , kde oba jsou na výstup převedeny vynásobením poměrem odporů  $R_2/R_1$ . Snížení šumu tedy můžeme dosáhnout snížením poměru odporů  $R_2/R_1$ .

Velikost odporů  $R_1, R_2$  je dána velikostí offsetového napětí  $\Delta V_{BE}$  operačního zesilovače, proudovým nastavením bangapové větve a v zapojení z obr. 7 i dvěma diodami  $Q_7, Q_8$  (počet diodových přechodů v bandgapové větvi udává „násobnost“ výstupního napětí – pro 2 diody je výstupní napětí teplotně stabilní při  $2 \cdot 1,25 = 2,5V$ ). Velikost odporů  $R_1, R_2$  je tedy:

$$R_1 = \frac{\Delta V_{BE}}{I_o} = \frac{V_T \ln N}{I_o} \quad (4.25)$$

$$R_2 = \frac{V_{BG} - n \cdot 0,65 - V_T \ln N}{I_o} \quad (4.26)$$

kde  $n$  je počet diod v BG větvi a  $N$  je poměr proudových hustot  $Q_1, Q_2$ . Poměr  $R_2/R_1$  je tedy:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{BG} - n \cdot 0,65 - V_T \ln N}{V_T \ln N} = \frac{V_{BG} - n \cdot 0,65}{V_T \ln N} - 1 \quad (4.27)$$

Pokud chceme zmenšit hodnotu poměru  $R_2/R_1$ , můžeme zvýšit poměr proudových hustot tranzistorů  $Q_1, Q_2$ . Pro  $V_{BG} = 2,5V$  a  $n = 2$  je výsledná závislost vynesena v Tab. 4.1:

**Tab. 4.1 – Závislost poměru  $R_2/R_1$  na  $N$**

$N$	2	4	8	16	32	64	128	256
$R_2/R_1$	65,6	32,3	21,2	15,6	12,3	10,1	8,5	7,3

Vidíme, že i pro vysoké hodnoty  $N$  (hodnoty z pravého konce tabulky už nejsou příliš praktické) je poměr  $R_2/R_1$  stále relativně vysoký. Je to proto, že  $N$  se ve vztahu (3.11) vyskytuje v přirozeném logaritmu. Vyšší hodnoty  $N$  lze dosáhnout obvodovým řešením, při použití násobného  $\Delta V_{BE}$ .

## 5 REFERENCE S NÁSOBNÝM $\Delta V_{BE}$

Zapojení pracuje na stejném principu jako předešlé, jedinou změnou je přidání emitorových sledovačů  $Q_9, Q_{10}$ . V zapojení je zachováno stejné proudové nastavení i úroveň výstupního napětí. Můžeme tak snadno porovnat, jaké zlepšení toto řešení přinese.





## 5.1 Princip

Napětí  $\Delta V_{BE}$  na rezistoru  $R_1$  je dáno nejen poměrem proudových hustot tranzistorů  $Q_1, Q_2$  ale i poměrem proudových hustot tranzistorů  $Q_9, Q_{10}$ . Pro zapojení z obr. 9 je poměr v obou dvojicích tranzistorů 1:16. Výsledné napětí na rezistoru  $R_1$  je pak jejich součtem:

$$\begin{aligned}\Delta V_{BE} &= \Delta V_{BE1} + \Delta V_{BE2} = V_T \ln N_1 + V_T \ln N_2 \\ \Delta V_{BE} &= V_T \ln(N_1 N_2) = V_T \ln(256) = 144 \text{ mV}\end{aligned}\quad (5.1)$$

Vidíme, že tímto způsobem dosáhneme stejné velikosti  $\Delta V_{BE}$ , jako bychom v zapojení z předcházející kapitoly použili poměr proudových hustot 1:256. Což ovšem velmi nepraktická hodnota. Z Tab. 4.1 odečteme poměr  $R_2/R_1 = 7,3$ . To je výrazné snížení proti hodnotě 15,6 předchozího zapojení.

## 5.2 Šum reference s násobným $\Delta V_{BE}$

Pro šumovou analýzu opět použijeme schématické znázornění z obr. 8.

### Velikost šumového napětí $v_{ni}$

#### 1) Druhý stupeň

Podle poznatku z (4.19) jeho šum můžeme zanedbat.

#### 2) Vliv odporové zátěže prvního stupně

Vliv odporové zátěže je stejný jako v předešlém případě.

$$v_{nRA} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot R}}{A_1} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot 2 \cdot 10^5}}{15,4} = 3,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.2)$$

$$v_{nRB} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot 10^5}}{15,4} = 2,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.3)$$

#### 3) Šum vstupních tranzistorů prvního stupně

Šum vstupních tranzistorů prvního stupně se na  $v_{ni}$  projeví stejným způsobem jako v předešlém případě:

$$v_{nQ1} = \sqrt{4V_T q \left( 40 + \frac{V_T}{2 \cdot 2\mu} \right)} = 10,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.4)$$

$$v_{nQ2} = \sqrt{4V_T q \left( 320 + \frac{V_T}{2 \cdot 4\mu} \right)} = 7,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.5)$$

#### 4) Šum sledovače $Q_9, M_{18}$

Šum emitorového sledovače s proudovým zdrojem tvořeným MOS tranzistorem je

dán vstupním šumovým napětím bipolárního tranzistoru a šumovým proudem MOS tranzistoru převedeného na vstup bipolárního tranzistoru přes jeho transkonduktanci. Vstupní šum tranzistoru je  $Q_9$ :

$$v_{nQ9} = \sqrt{4V_T q \left( 40 + \frac{V_T}{2 \cdot 2\mu} \right)} = 10,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.6)$$

Nyní s pomocí rovnic (1.14),(1.15) vypočteme šumový proud tranzistoru  $M_{18}$ :

$$g_{mM18} = \sqrt{2 \cdot 2\mu \cdot 65,4 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4}{20}} = 7,23 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} \quad (5.7)$$

$$i_{nM18} = \sqrt{4V_T q \cdot 7,23 \cdot 10^{-6}} = 0,35 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.8)$$

Tento šumový proud přepočítáme na šumové napětí na bázi  $Q_9$  vydělením transkonduktancí tranzistoru  $Q_9$ :

$$v_{nM18} = \frac{i_{nM18}}{g_{mQ9}} = \frac{i_{nM18}}{I_C/V_T} = \frac{0,35 \text{ p}}{2\mu/V_T} = 4,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.9)$$

#### 5) Šum sledovače $Q_{10}, M_{17}$

Pro šum sledovače  $Q_{10}, M_{17}$  použijeme stejný postup jako v předchozím bodě:

$$v_{nQ10} = \sqrt{4V_T q \left( 320 + \frac{V_T}{2 \cdot 4\mu} \right)} = 7,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.10)$$

$$g_{mM17} = \sqrt{2 \cdot 4\mu \cdot 65,4 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4}{20}} = 1,02 \cdot 10^{-5} \text{ A/V} \quad (5.11)$$

$$i_{nM17} = \sqrt{4V_T q \cdot 1,02 \cdot 10^{-5}} = 0,41 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.12)$$

$$v_{nM18} = \frac{0,41 \text{ p}}{4\mu/V_T} = 2,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.13)$$

Celková velikost  $v_{ni}$  dána nekorelovaným součtem všech příspěvků:

$$\begin{aligned} v_{ni} &= \sqrt{v_{nRA}^2 + v_{nRB}^2 + v_{nQ1}^2 + v_{nQ2}^2 + v_{nQ9}^2 + v_{nM18}^2 + v_{nQ10}^2 + v_{nM18}^2} \\ &= \sqrt{3,7^2 + 2,7^2 + 10,4^2 + 7,7^2 + 10,4^2 + 4,6^2 + 7,7^2 + 2,7^2} \\ &= 19,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Vidíme, že výsledná velikost  $v_{ni}$  je díky příspěvku sledovačů větší než v předchozím případě, její vliv na výstup BG reference však i přesto bude díky menšímu poměru  $R_2/R_1$  menší.

### Celkový šum BG reference s násobným $\Delta V_{BE}$

Protože zbytek reference jsme schválně ponechali totožný, můžeme nyní s pomocí vztahů (4.6) až (4.11) vypočítat celkové šumové napětí analyzované BG reference.

$$v_{ni\ out} = v_{ni} \left( 1 + \frac{97,3k + \frac{2V_T}{10\mu}}{14,4k} \right) = 159\ nV/\sqrt{Hz} \quad (5.15)$$

$$v_{n\ io} = \sqrt{8V_T q \left( 320 + \frac{V_T}{20\mu} \right)} = 7,3\ nV/\sqrt{Hz} \quad (5.16)$$

$$v_{nR1\ Out} = \sqrt{4V_T q \cdot 14,4k} \left( \frac{97,3k + \frac{2V_T}{10\mu}}{14,4k} \right) = 110\ nV/\sqrt{Hz} \quad (5.17)$$

$$v_{nR2\ Out} = \sqrt{4V_T q \cdot 97,3k} = 40\ nV/\sqrt{Hz} \quad (5.18)$$

Celkový šum BG reference s násobným  $\Delta V_{BE}$  je tedy:

$$v_{nBG} = \sqrt{159,1^2 + 7,3^2 + 110,2^2 + 40,3^2} = 198\ nV/\sqrt{Hz} \quad (5.19)$$

Oproti  $286\ nV/\sqrt{Hz}$  reference typu diferenciální stupeň je to zlepšení o 30%. Tato hodnota navíc odpovídá simulované hodnotě  $208\ nV/\sqrt{Hz}$ .

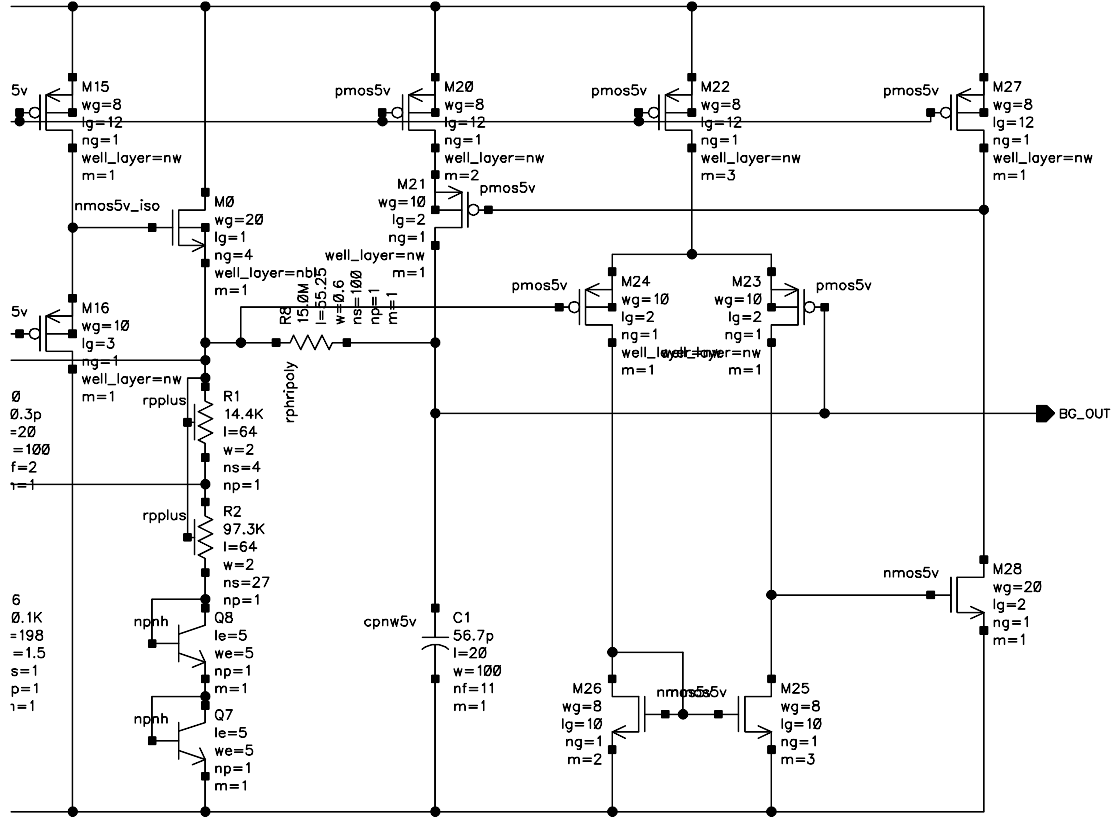
Spektrální hodnota bílého šumu je sice významnou složkou šumu celé reference, nicméně je třeba počítat i s  $1/f$  šumem. Spolu s ním je pak integrální hodnota šumu v pásmu  $10Hz - 100kHz$  rovna  $66\mu V$ . Opět, jedná se o zlepšení proti předcházející referenci, kde byla integrální hodnota šumu  $95\mu V$ . Stále však nedosahujeme ze zadání požadované hodnoty  $15\mu V$ . Můžeme se snažit snížit hodnotu bílého šumu dalším zvyšováním poměru proudových hustot (a tedy snižováním poměru  $R_2/R_1$ ), požadované hodnoty tak však nedosáhneme. Řešením je použít filtraci šumu pomocí RC článku.

## 5.3 Reference s násobným $\Delta V_{BE}$ s RC článkem

K výstupu BG reference připojíme RC filtr s vhodně nastavenou časovou konstantou. Zvolena byla hodnota odporu  $R_f = 15M\Omega$  a k ní empiricky určena velikost kondenzátoru  $C_f = 60pF$  tak, aby výsledná integrální hodnota šumu byla  $10\mu V$ . Použitý filtr skutečně dramaticky potlačí šum, velikost bílého šumu poklesne na hodnotu stovek pikovoltů/ $\sqrt{Hz}$ . Filtr nicméně degraduje dynamické vlastnosti reference. Výstupní napětí reference dosáhne finální hodnoty za jednotky  $\mu s$ , po připojení filtru až po přibližně  $5ms$ . Tento pomalý nárůst referenčního napětí je dán velkou hodnotou odporu  $R_f$ , přes který se kondenzátor  $C_f$  nabíjí jen velmi malým proudem. Aby byla BG reference použitelná i v aplikacích s odezvou v řádu desítek  $\mu s$ ,

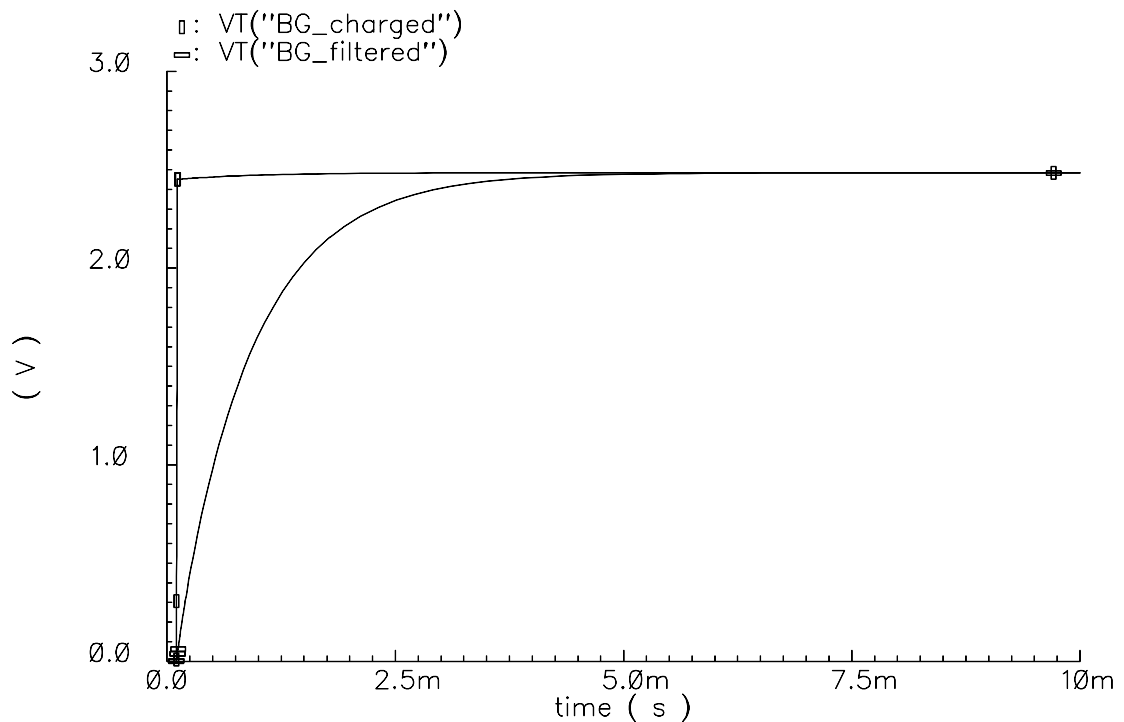
je nutné zajistit nabití kondenzátoru na potřebnou hodnotu z jiného zdroje.

Systém přednabíjení musí zajistit nabití kondenzátoru na hodnotu menší nebo rovnou BG napětí a dále neovlivňovat funkci zapojení. V našem případě je použit komparátor, který při napětí na kondenzátoru menším než je výstup BG buňky přepne proudový zdroj, který nabíjí kondenzátor. Schéma zapojení je na obr. 10.



obr. 10 - Přednabíjení  $C_f$  pomocí komparátoru

Schéma navazuje na obr. 9, je zde vidět výstupní větev BG reference s diodami  $Q_7, Q_8$  a rezistory  $R_1, R_2$ . Pokud je napětí na hradle tranzistoru  $M_{24}$  větší než napětí na hradle tranzistoru  $M_{23}$ , otvírá se tranzistor  $M_{21}$  a z proudového zdroje  $M_{20}$  se nabíjí kondenzátor  $C_1$ . Poměr tranzistorů  $M_{26}:M_{25} = 2:3$  zajišťuje offset komparátoru, takže kondenzátor není nabit až na úroveň bandgap napětí. Posledních  $30mV$  se dobíjí proudem přes odpor RC článku, stejně jako v případě bez přednabíjení. Časové charakteristiky takového zapojení jsou na obr. 11.



obr. 11 - Srovnání systému bez a s přednabíjením

Jak vidíme na obrázku, nabíjení reference zrychlíme dostatečně. Problémem však zůstává offset komparátoru. V našem případě je přibližně  $30\text{mV}$ . Podle zadání má ovšem být enable time měřen až pro hodnotu  $10\text{mV}$  pod výslednou hodnotou BG napětí. Pokud se pokusíme snížit offset komparátoru pod  $10\text{mV}$ , může vlivem rozptylu parametrů (proces, teplota) dojít k přebití kondenzátoru. Ale k vybíjení dochází opět jen přes rezistor RC článku, takže vybíjecí proud bude velmi malý a tedy ustalovací doba velká. Řešením je použít pro BG referenci takový druhý stupeň, který dokáže poskytnout dostatečně velký proud pro nabíjení filtračního kondenzátoru, zároveň však bude mít malý klidový odběr (podmínka proudové spotřeby ze zadání). Takovým zapojením může být BG reference s proudovou vazbou.

## 6 BG REFERENCE S PROUDOVOU VAZBOU

Možným řešením problému nabíjení externího filtračního kondenzátoru je zapojení na následující stránce.



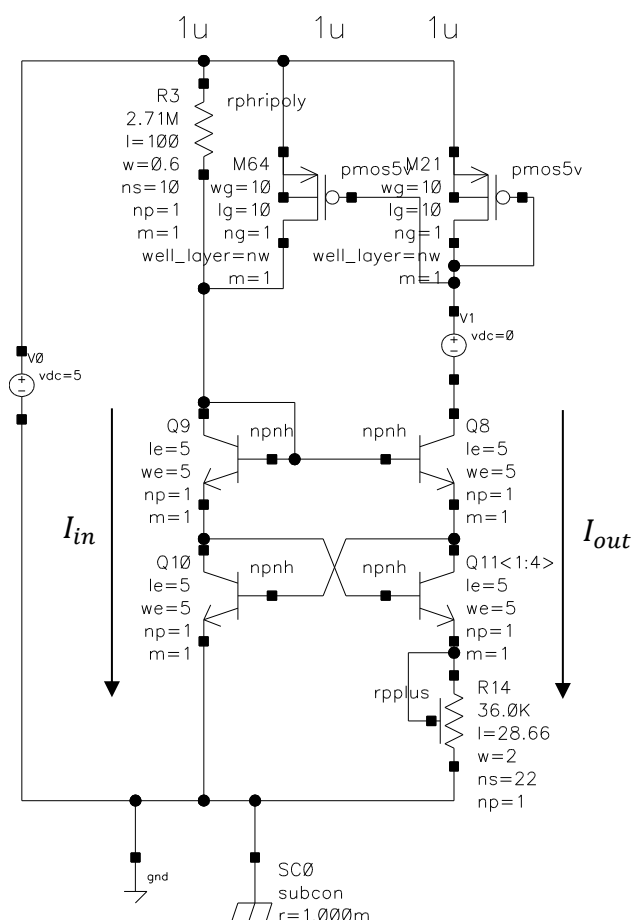
Vyjdeme ze zapojení na obr. 12. Reference se skládá z následujících částí:

- Proudový zdroj – tranzistory  $Q_5 - Q_8$ , rezistory  $R_7, R_8$ , tranzistory  $M_{17}, M_{18}$ .
- Předstabilizace – tranzistory  $Q_{10} - Q_{12}$ , rezistory  $R_{10} - R_{12}$ .
- První stupeň – rezistory  $R_4 - R_6$ , tranzistory  $Q_1 - Q_4$
- Druhý stupeň – tranzistory  $M_1 - M_8$  a  $M_{13} - M_{16}$
- Výstupní větev – rezistory  $R_1 - R_3$ , tranzistor  $Q_0$
- Kompenzace bázevých proudů – tranzistory  $Q_9$  a  $M_{48} - M_{50}$
- Kmitočtová stabilizace – rezistor  $R_{13}$ , kapacitor  $C_1$
- Externí filtrační kondenzátor – kapacitor  $C_{ext}$

V této kapitole v krátkosti popíšeme princip funkce jednotlivých bloků.

## 6.1 Proudový zdroj

Pro nastavení BG reference je třeba jednotlivé bloky nastavit do pracovního bodu vhodným proudem (bias). Úkolem bloku proudového zdroje je tak generovat z napájecího napětí proud, většinou v jednotkách  $\mu A$ . Tento proud nemusí nutně být příliš přesný nebo teplotně stabilní, stačí jeho malá závislost na napájecím napětí. V zapojení je použit tzv. „americký proudový zdroj“:



obr. 13 - Americký proudový zdroj

Napětí na bázích tranzistorů  $Q_8, Q_9$  jsou stejná, můžeme proto napsat:

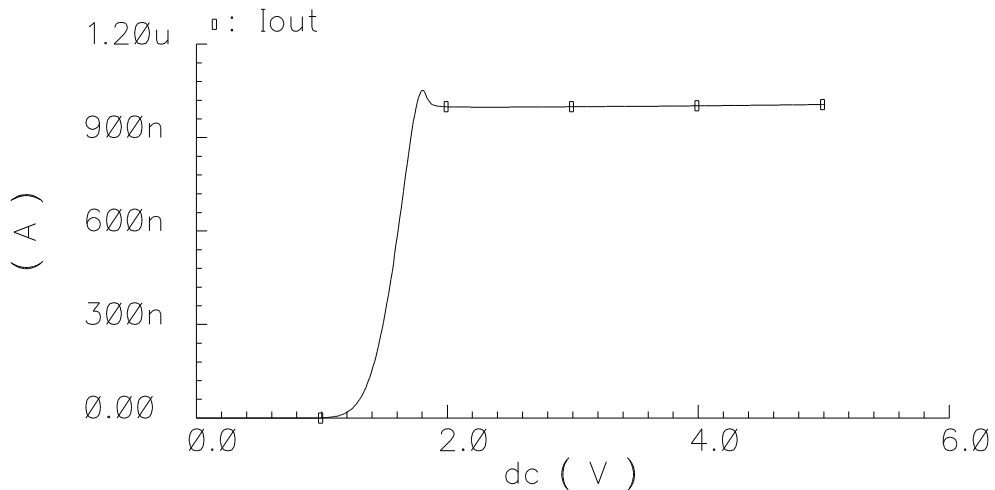
$$V_{BE9} + V_{BE11} + R_{14} \cdot I_{out} = V_{BE8} + V_{BE10} \quad (6.1)$$

$$V_T \ln \frac{I_{in}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{out}}{4I_s} + R_{14} \cdot I_{out} = V_T \ln \frac{I_{out}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{in}}{I_s} \quad (6.2)$$

kde  $I_{in}$  je proud tranzistorů  $Q_9, Q_{10}$  a  $I_{out}$  je výstupní proud tekoucí skrz  $R_{14}, Q_{11}, Q_8$  a  $M_{21}$ . Tento proud upravíme vyjádříme jako:

$$\begin{aligned} V_T \ln \frac{I_{out}}{4I_s} + R_{14} \cdot I_{out} &= V_T \ln \frac{I_{out}}{I_s} \\ R_{14} \cdot I_{out} &= V_T \ln \left( \frac{I_{out}}{I_s} \cdot \frac{4I_s}{I_{out}} \right) \\ I_{out} &= \frac{V_T}{R_{14}} \ln 4 \end{aligned} \quad (6.3)$$

Jak vidíme, výstupní proud  $I_{out}$  nezávisí na vstupním proudu  $I_{in}$  (ten je značně závislý na hodnotě napájecího napětí). Jeho velikost je určena fyzikálními konstantami, teplotou, velikostí odporu  $R_{14}$  a násobností emitoru  $Q_{11}$ . V našem případě je  $R_{14} = 36k\Omega$  a výstupní proud je tedy  $I_{out} = 1\mu A$ . Protože změny vstupního proudu přeci jen do jisté míry ovlivňují výstupní proud, je pomocí tranzistoru  $M_{64}$  přiveden do vstupní větve proud  $1\mu A$ , který pomáhá tuto závislost potlačit. Výsledná závislost proudu  $I_{out}$  na napájecím napětí je



obr. 14 - Závislost výstupu proudového zdroje na napájení

## 6.2 Předstabilizace

Princip je obdobný jako v kapitole 3.1. Podle obr. 12 můžeme spočítat předstabilizované napětí na emitoru tranzistoru  $Q_{12}$ . Proud  $3\mu A$  vytvoří na rezistorech  $R_{10} - R_{12}$  úbytek  $3\mu A \cdot 300k\Omega = 0,9V$ . Na diodě  $Q_{10}$  je napětí přibližně  $0,65V$ . Díky exponenciální převodní charakteristice bipolárního tranzistoru můžeme napětí  $V_{BE}$



tranzistorů  $Q_{11}, Q_{12}$  považovat za stejné. Napětí pro napájení prvního stupně BG reference je tedy  $0,9 + 0,65 = 1,55V$ . Víme, že aby bylo napětí stabilní muselo by být násobkem  $1,25V$ . Předstabilizace tedy není teplotně stabilní, odstiňuje pouze vliv změn napájecího napětí na samotné jádro BG reference.

### 6.3 První stupeň BG reference

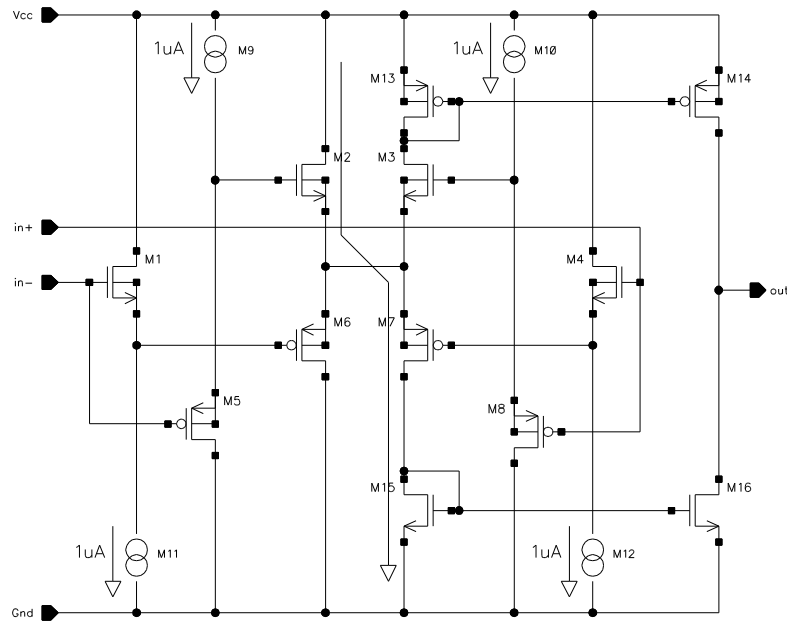
První stupeň tvoří asymetrický bipolární stupeň ( $Q_1, Q_2$ ) s odporovou zátěží ( $R_4, R_6$ ) a emitorové sledovače  $Q_3, Q_4$  s příslušnými proudovými zdroji. Úkolem prvního stupně je generovat na rezistoru  $R_2$  napětí  $V_{PTAT} = V_T \ln N$ . Poměr proudových hustot pro tranzistory  $Q_1, Q_2$  je  $2 \cdot 8 = 16$ , pro tranzistory  $Q_3, Q_4$  je pak  $4 \cdot 7 = 28$ . Podle rovnice (5.1) se poměry proudových hustot násobí, výsledné napětí na rezistoru  $R_2$  je tedy:

$$V_{R2} = V_T \ln 16 \cdot 28 = V_T \ln 448 = 159mV \quad (6.4)$$

Rezistor  $R_5$  slouží jako pojistka. Jádro BG reference (první stupeň a výstupní větve) je napájeno z předstabilizovaného napětí  $\sim 1,5V$ , kdežto druhý stupeň řídící tranzistor  $Q_0$  je napájen z napájecího napětí. Při napájení  $5V$  se tak na bázi  $Q_0$  může objevit napětí téměř  $5V$ , které následně přes dělič  $R_1, R_2, R_3$  a emitorové sledovače  $Q_3, Q_4$  sepne tranzistory  $Q_1, Q_2$  v saturačním režimu. Tranzistory se začínají chovat jako spínače a vstupní napětí druhého stupně už nejsou dána úbytky na rezistorech  $R_4, R_6$  ale  $R_{ON}$  sepnutých tranzistorů. Protože má tranzistor  $Q_1$  osminásobnou plochu oproti  $Q_2$ , bude napětí na jeho kolektoru nižší. Tím by se ale uzavřela kladná zpětná vazba, která by udržovala výstup BG reference v nežádoucím stavu. Napěťový úbytek na rezistoru  $R_5$  změní zpětnou vazbu na zápornou.

### 6.4 Druhý stupeň BG reference

Druhý stupeň plní dvě funkce. Uzavírá smyčku zpětné vazby a z jeho výstupu je nabíjen externí filtrační kondenzátor. Jádro tvoří tranzistory  $M_1 - M_8$ , jako proudové zdroje zdrojů sledovačů tranzistory  $M_9 - M_{12}$  a tranzistory zrcadel  $M_{13} - M_{16}$  tvoří výstup druhého stupně. Výstupním proudem se pak nabíjí (případně vybíjí) externí kondenzátor  $C_{ext}$ .



obr. 15 - Princip funkce 2. stupně

Nejprve odvodíme, jaký proud teče tranzistory  $M_2, M_3, M_6, M_7$  ve vyváženém stavu, kdy napětí na vstupech druhého stupně jsou stejná. Díky proudovým zdrojům je proud tranzistorů  $M_1, M_4, M_5, M_8$  vždy  $1\mu A$ . Napětí mezi invertujícím vstupem a středem druhého stupně můžeme vyjádřit dvěma způsoby:

$$V_{GS\ M1} - V_{GS\ M6} = -V_{GS\ M5} + V_{GS\ M2} \quad (6.5)$$

Pokud si uvědomíme, jaké proudy tranzistory tečou a o jaký typ tranzistoru se jedná, dostaneme:

$$V_{GSN\ 1\mu} - V_{GSP\ x} = V_{GSN\ x} - V_{GSP\ 1\mu} \quad (6.6)$$

Protože proud tranzistorů (v rovnici (3.11) označený jako  $x$ )  $M_2, M_6$  je shodný, musí zřejmě být také  $1\mu A$ .

Samotný princip funkce druhého stupně je následující:

- Vycházíme z rovnovážného stavu. Necht' napětí invertujícím vstupu roste, kdežto na neinvertujícím vstupu klesá.
- Díky sourcovým sledovačům napětí na hradlech  $M_2, M_6$  poroste, napětí na hradlech  $M_3, M_7$  bude klesat.
- Napětí mezi hradly  $M_3$  a  $M_6$  se zmenšuje, tranzistory se zavírají. Napětí mezi hradly  $M_2$  a  $M_7$  se zvětšuje, tranzistoru se otevírají. Tranzistory  $M_2, M_7$  začne protékat „příčný“ proud, jehož velikost není nijak odvozena od biasovací hodnoty  $1\mu A$  dána hlavně rozměry tranzistorů, rozvážením celého stupně a velikostí napájecího napětí (napěťovým prostorem).
- Tento velký příčný proud je ozrcadlen zrcadlem  $M_{15}, M_{16}$  na výstup. Výstupní napětí klesá.

- Pro opačnou polaritu vstupů je funkce analogická.
- Diody  $M_{51}, M_{52}$  slouží k zachování symetrie celého stupně.

Poměr výstupních zrcadel 2:15 slouží k dalšímu zvětšení proudu, kterým je stupeň schopen nabíjet externí kondenzátor.

## 6.5 Výstupní větev BG reference

Ve výstupní větvi dochází ke generování teplotně stabilního napětí. Offset prvního stupně je přiveden na rezistor  $R_2$ , kde generuje proud:

$$I_{PTAT} = \frac{V_{offset}}{R_2} = \frac{V_T \ln N}{R_2} \quad (6.7)$$

Velikostí rezistoru  $R_2$  nastavíme proud výstupní větvi. Ten je kompromisem mezi malou spotřebou a malým šumem rezistorů (při malém proudu je velikost rezistorů, a tedy i jejich šum, velká). Tento proud způsobí na rezistorech  $R_1 - R_3$  úbytek napětí, který spolu s  $V_{BE}$  tranzistoru  $Q_0$  tvoří výstup BG reference:

$$V_{BG} = \left(1 + \frac{R_1 + R_3}{R_2}\right) V_T \ln N + V_{BE} \quad (6.8)$$

Pro teplotní stabilitu je třeba nastavit vhodně poměr  $(R_1 + R_3):R_2$  tak aby platilo:

$$2 \text{ mV/K} = \left(1 + \frac{R_1 + R_3}{R_2}\right) \frac{k}{q} \ln N \quad (6.9)$$

Po dosazení dostáváme:

$$\frac{R_1 + R_3}{R_2} = 2,3 \quad (6.10)$$

Rezistor  $R_1$  je oddělen z rezistoru  $R_3$  (který by tak původně měl velikost  $R_1 + R_3$ ), dojde tak ke snížení napětí na bázích tranzistorů  $Q_1, Q_2$  a díky tomu může celé zapojení fungovat od nižšího napájecího napětí.

## 6.6 Kompenzace báзовých proudů

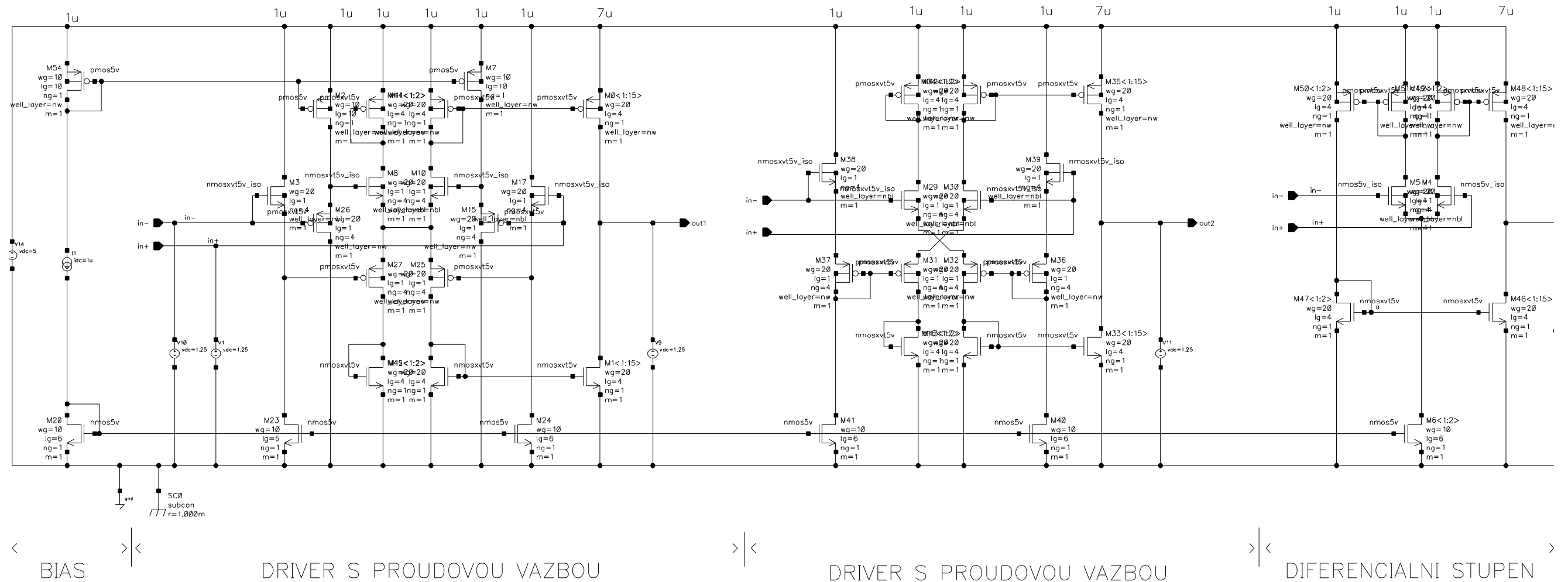
Pro správnou funkci BG reference je třeba, aby odporový dělič ve výstupní větvi nebyl zatížen. Proto musíme kompenzovat báзовé proudy tranzistorů  $Q_3, Q_4$ . Pomocí tranzistoru  $Q_9$  vytvoříme odpovídající báзовý proud, který následně zrcadlem  $M_{48} - M_{50}$  odvedeme z bází  $Q_3, Q_4$ . Protože sledovačem  $Q_4$  teče čtyřnásobný proud, je i zrcadlo kompenzující jeho báзовý proud v poměru 1:4. Aby byla kompenzace co nejpřesnější, jsou tranzistory  $Q_3, Q_4$  a  $Q_9$  matchované v matici  $3 \times 3$ . Proto není poměr tranzistorů sledovačů stejný jako poměr tranzistorů prvního stupně (1:8) ale jen 1:7, zbývající devátý tranzistor je využit ke kompenzaci báзовých proudů.

## 6.7 Srovnání různých typů druhého stupně

Na obr. 15 je jedna z možných konstrukcí druhého stupně BG reference. Aby lépe vynikla podstata použitého řešení, provedeme srovnání různých typů druhého stupně. Na obr. 16 jsou 3 různé konstrukce druhého stupně. První zachycuje stupeň popsáný v kapitole 6.4.

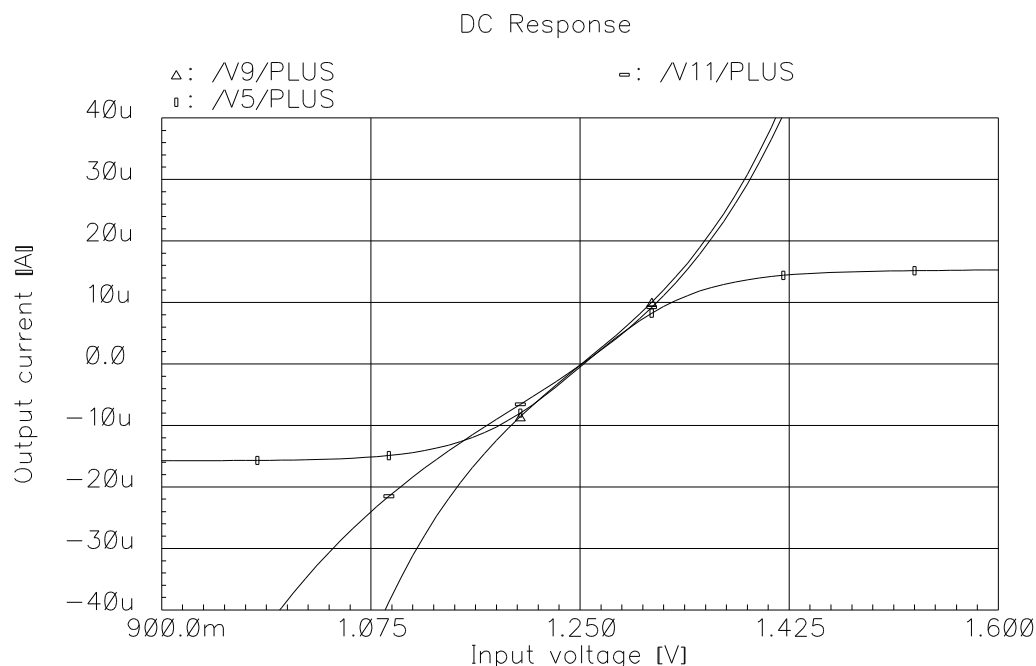
Druhá konstrukce pracuje na podobném principu jako předešlá. Jádro tvoří 4 MOS tranzistory (2 PMOS a 2 NMOS) o velkém poměru  $W:L$ . Ve vyváženém stavu jimi teče proud  $1\mu A$ . Pokud na invertujícím vstupu dojde k poklesu napětí, dojde přímo ke snížení napětí na hradle  $M_{29}$  a přes sledovač  $M_{38}$  spolu s diodou  $M_{37}$  i k poklesu napětí na hradle  $M_{31}$ . Napětí mezi hradly  $M_{29}$ ,  $M_{32}$  se tak snižuje, kdežto napětí mezi hradly  $M_{30}$ ,  $M_{31}$  se zvětšuje. Dochází tedy ke stejnému efektu jako u předchozí konstrukce a ke vzniku velkého příčného proudu. Ten je na výstup opět převeden zrcadlem o poměru 2:15. Obě konstrukce tak pracují se stejným proudovým nastavením.

Poslední, třetí konstrukce je obyčejný diferenciální stupeň. Snadno nahlédneme, že u tohoto zapojení je výstupní proud maximálně  $\pm 15\mu A$  (úplné rozvážení diferenciálního stupně znamená proud  $2\mu A$  jednou větví a  $0\mu A$  druhou, na výstup převedeno zrcadlem o poměru 1:7,5).



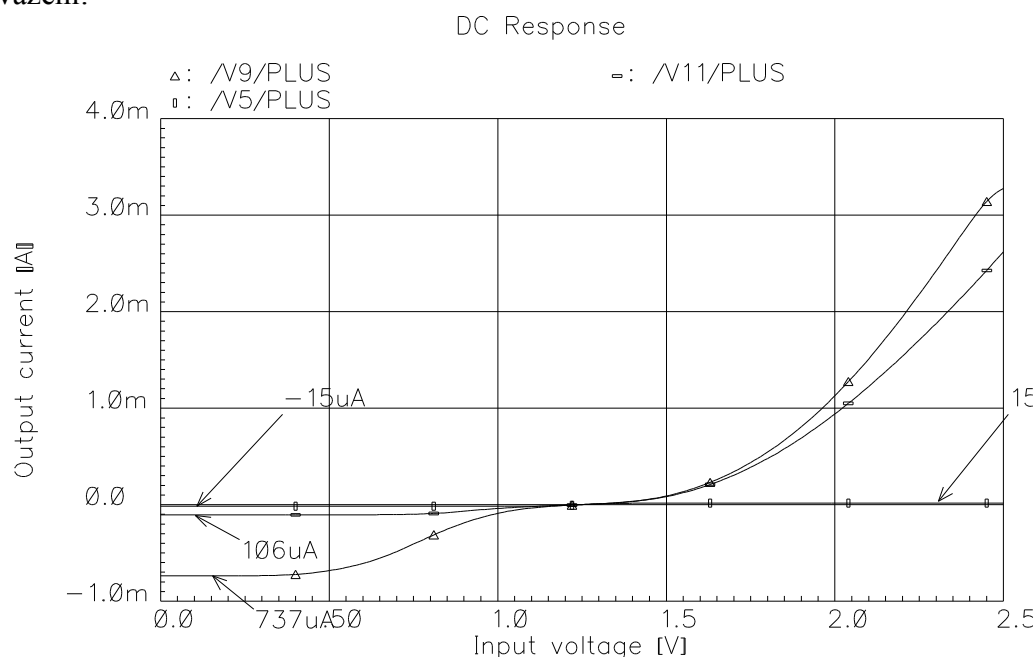
obr. 16 - Různé konstrukce druhého stupně BG reference

Na následujícím obrázku jsou znázorněny výstupní proudy jednotlivých stupňů.



**obr. 17 - Výstupní proudy druhých stupňů pro malá rozvážení**

Pro malé rozvážení vstupů (přibližně  $\pm 60\text{mV}$ ) je transkonduktance všech stupňů podobná. Pro diferenciální stupeň je přímo dána vstupními NMOS tranzistory. Pro stupeň použitý ve finálním zapojení je aritmetickým průměrem transkonduktancí NMOS a PMOS tranzistorů jádra. I pro malé rozvážení je patrná proudová limitace obvyčejného diferenciálního stupně. Výhoda použité konstrukce se ukáže pro větší rozvážení:



**obr. 18 - Výstupní proudy druhých stupňů pro velká rozvážení**

Na obrázku obr. 18 je plně vidět výhoda použitého druhého stupně. Pro velké kladné rozvážení je výstupní proud větší než  $3mA$ . To je více než  $200 \times$  více, oproti  $15\mu A$  diferenciálního stupně. Schopnost druhého stupně dodat velký výstupní proud (pochopitelně za přijatelné klidové spotřeby) je klíčová pro rychlé nabití externího filtračního kondenzátoru a tedy dostatečně rychlý start-up reference.

## 7 ŠUM BG REFERENCE S PROUDOVOU VAZBOU

### 7.1 Šum proudového zdroje

Šumovou analýzu zapojení z obr. 12 začneme analýzou proudového zdroje. Protože podle rovnice (6.3) nezávisí výstupní proud na proudu vstupním, nebude mít šum rezistoru  $R_8$  vliv na výstup. Vliv zbylých pěti prvků na výstup zjistíme se znalostí rovnice (6.2). Vždy uvažujeme šumový příspěvek zkoumaného prvku a ostatní považujeme za ideální. Přepočítáme tento příspěvek na výstup a nakonec všechny nekorelovaně sečteme.

Jak bylo dříve ukázáno, výstupní proud je  $I_{out} = 1\mu A$ . Pro vstupní proud  $I_{in}$  platí:

$$I_{in} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_8} + I_{out} = \frac{5 - 1,2}{2,71M} + 1\mu = 2,4\mu A \quad (7.1)$$

#### Šum tranzistoru $Q_5$

Šumový proud  $i_n$  tranzistoru  $Q_5$  představuje proudový zdroj paralelně k tranzistoru. Šumový proud tak protéká pouze tranzistorem  $Q_7$  (a rezistorem  $R_8$ , to nás ale nezajímá). Rovnici (6.2) tak přepíšeme následovně:

$$V_T \ln \frac{I_{in}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{out}}{4I_s} + R_7 \cdot I_{out} = V_T \ln \frac{I_{out}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{in} + i_n}{I_s} \quad (7.2)$$

Z čehož po úpravě dostaneme:

$$I_{out} = \frac{V_T \ln 4}{R_7} + \frac{V_T}{R_7} \ln \frac{I_{in} + i_n}{I_{in}} \quad (7.3)$$

Šumový proud  $i_n$  je o tři řády menší než proudy  $I_{in}, I_{out}$ . Pokud rovnici (7.3) derivujeme podle  $i_n$ , získáme závislost výstupního proudu na (ideálně infinitezimálně) malých změnách  $i_n$ . Za tyto malé změny dosadíme šumový proud  $i_n$  a získáme tak jeho vliv na výstup:

$$\frac{dI_{out}}{di_n} = \frac{V_T}{R_7} \cdot \frac{1}{I_{in}} \cdot \frac{I_{in}}{I_{in} + i_n} = \frac{V_T}{R_7 I_{in}} \quad (7.4)$$

V součtu  $I_{in} + i_n$  můžeme hodnotu šumového proudu  $i_n$  oproti  $I_{in}$  zanedbat. Pro změnu výstupního proudu tedy platí:

$$dI_{out} = \frac{V_T}{R_7 I_{in}} \cdot di_n \quad (7.5)$$

Protože proudy  $I_{in}$  a  $I_{out}$  jsou malé, můžeme zanedbat velikosti bázevých odporů a pro výpočet šumového proudu použít rovnici (1.8). Šumový proud tranzistoru  $Q_5$  je potom  $0,88 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Po dosazení do (7.5) dostaneme velikost příspěvku na výstup jako:

$$i_{n Q5} = \frac{V_T}{36k \cdot 2,4\mu} \cdot 0,88p = 0,26 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.6)$$

### Šum tranzistoru $Q_6$

Šumový proud tranzistoru  $Q_6$  protéká tranzistorem  $Q_8$  a rezistorem  $R_7$ . Rovnice (6.2) nyní vypadá takto:

$$V_T \ln \frac{I_{in}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{out} + i_n}{4I_s} + R_7 \cdot (I_{out} + i_n) = V_T \ln \frac{I_{out}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{in}}{I_s} \quad (7.7)$$

Po úpravě:

$$I_{out} + i_n = \frac{V_T}{R_7} \ln \frac{4I_{out}}{I_{out} + i_n} \quad (7.8)$$

Derivujeme výraz a dostaneme:

$$\frac{dI_{out}}{di_n} = -\frac{V_T}{R_7(I_{out} + i_n)} \quad (7.9)$$

U šumového proudu nemá smysl mluvit o orientaci, proto výsledek derivace uvažujeme v absolutní hodnotě. Opět můžeme zanedbat velikost  $i_n$  v součtu  $I_{out} + i_n$  a pro změnu výstupního proudu platí:

$$dI_{out} = \frac{V_T}{R_7 I_{out}} \cdot di_n \quad (7.10)$$

Podle (1.8) určíme šumový proud tranzistoru  $Q_6$  jako  $0,57 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Na výstupu se tento šum projeví následovně:

$$i_{n Q6} = \frac{V_T}{36k \cdot 1\mu} \cdot 0,57p = 0,41 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.11)$$

### Šum tranzistoru $Q_7$

Šumový proud tranzistoru  $Q_7$  protéká tranzistorem  $Q_5$ , rovnice (6.2) tedy přepíšeme:

$$V_T \ln \frac{I_{in} + i_n}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{out}}{4I_s} + R_7 I_{out} = V_T \ln \frac{I_{out}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{in}}{I_s} \quad (7.12)$$



Po úpravě:

$$I_{out} = \frac{V_T}{R_7} \ln 4 + \frac{V_T}{R_7} \ln \frac{I_{in}}{I_{in} + i_n} \quad (7.13)$$

A derivaci:

$$\frac{dI_{out}}{di_n} = -\frac{V_T}{R_7(I_{in} + i_n)} \approx \frac{V_T}{R_7 I_{in}} \quad (7.14)$$

Vliv na výstup je pak:

$$dI_{out} = \frac{V_T}{R_7 I_{in}} \cdot di_n \quad (7.15)$$

Vidíme, že dostáváme stejný výsledek jako u tranzistoru  $Q_5$  (rovnice (7.5)). Protože i kolektorový proud (a tedy i šumový proud) je stejný, je vliv na výstup stejný, tedy  $0,26 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

### Šum tranzistoru $Q_8$

Šumový proud tranzistoru  $Q_8$  protéká rezistorem  $R_7$  a tranzistorem  $Q_6$ . Platí tedy upravená rovnice (6.2):

$$V_T \ln \frac{I_{in}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{out}}{4I_s} + R_7(I_{out} + i_n) = V_T \ln \frac{(I_{out} + i_n)}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{in}}{I_s} \quad (7.16)$$

Po úpravě:

$$I_{out} + i_n = \frac{V_T}{R_7} \ln \frac{4(I_{out} + i_n)}{I_{out}} \quad (7.17)$$

A derivaci:

$$\frac{dI_{out}}{di_n} = \frac{V_T}{R_7(I_{out} + i_n)} \approx \frac{V_T}{R_7 I_{out}} \quad (7.18)$$

Vliv na výstup je pak:

$$dI_{out} = \frac{V_T}{R_7 I_{out}} \cdot di_n \quad (7.19)$$

Obdobně jako v předchozím případě, tento výsledek je shodný s vlivem tranzistoru  $Q_6$ . Rozdílná plocha emitorů  $Q_6$ ,  $Q_8$  nemá vliv na velikost šumu a vliv tranzistoru  $Q_6$  na výstup je tak stejný jako vliv tranzistoru  $Q_8$ . Činí  $0,41 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

### Šum rezistoru $R_7$

Šumový proud rezistoru  $R_7$  se na výstup promítne přímo. Šumový proud rezistoru je s využitím rovnice (1.6):

$$i_n = \frac{v_n}{R_7} = \frac{\sqrt{4kTR_7}}{R_7} = 0,68 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.20)$$

## Celkový šum proudového zdroje

Celkový šum vypočteme jako nekorelovaný součet jednotlivých příspěvků:

$$i_n = \sqrt{0,26^2 + 0,41^2 + 0,26^2 + 0,41^2 + 0,68^2} = 0,97 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.21)$$

Takto vypočtená velikost šumového proudu proudového zdroje velmi dobře souhlasí se simulovanou hodnotou  $0,99 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

## 7.2 Šum výsledného druhého stupně

Pro výpočet vstupního šumového napětí druhého stupně (obr. 15) nejprve určíme šumové proudy tranzistorů  $M_1 - M_8$  a tranzistorů  $M_9 - M_{12}$ . Šum proudového zdroje neuvažujeme, projeví se jako navzájem korelované složky pro oba vstupy stupně a tedy se navzájem odečtou. Nekorelovaný součet všech šumových příspěvků poté převedeme pomocí transkonduktance stupně na vstupní šumové napětí.

Tranzistory  $M_1 - M_8$  mají rozměry 80:1 a drainový proud  $1\mu\text{A}$ , pracují tak ve slabé inverzi. S pomocí rovnic (1.16) a (1.14) dostáváme:

$$g_{m \text{ NMOS}} = \frac{1\mu}{1,6V_T} = 2,4 \cdot 10^{-5} \text{ A/V} \quad (7.22)$$

$$g_{m \text{ PMOS}} = \frac{1\mu}{1,65V_T} = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ A/V} \quad (7.23)$$

$$i_{n \text{ NMOS}} = \sqrt{4V_T q \cdot 2,4 \cdot 10^{-5}} = 0,63 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.24)$$

$$i_{n \text{ PMOS}} = \sqrt{4V_T q \cdot 2,5 \cdot 10^{-5}} = 0,65 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.25)$$

Tranzistory  $M_9 - M_{12}$  mají rozměry 10:10 pro PMOSy a 10:6 pro NMOSy. Opět jimi protéká proud  $1\mu\text{A}$  a pracují tedy v silné inverzi. S pomocí rovnic (1.15) a (1.16) dostáváme:

$$g_{m \text{ NMOS}} = \sqrt{2 \cdot 1\mu \cdot 75,6 \cdot 10^{-6} \frac{10}{6}} = 1,6 \cdot 10^{-5} \text{ A/V} \quad (7.26)$$

$$g_{m \text{ PMOS}} = \sqrt{2 \cdot 1\mu \cdot 18,5 \cdot 10^{-6} \frac{10}{10}} = 6,1 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} \quad (7.27)$$

$$i_{n \text{ NMOS}} = \sqrt{4V_T q \cdot 1,6 \cdot 10^{-5}} = 0,52 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.28)$$

$$i_{n \text{ PMOS}} = \sqrt{4V_T q \cdot 6,1 \cdot 10^{-6}} = 0,32 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.29)$$

Celkový šumový proud je pak:

$$i_n = \sqrt{4 \cdot 0,63^2 + 4 \cdot 0,65^2 + 2 \cdot 0,52^2 + 2 \cdot 0,32^2} = 2,0 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.30)$$

Transkonduktance druhého stupně je dána průměrem transkonduktancí NMOS a PMOS tranzistorů jádra. Z rovnic (7.22) a (7.23) je průměrná hodnota  $2,45 \cdot 10^{-5} \text{ A/V}$ . Vstupní šumové napětí je tedy:

$$v_n = \frac{i_n}{g_m} = \frac{2,0 \text{ p}}{2,45 \cdot 10^{-5}} = 82 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.31)$$

Takto vypočtená hodnota je poněkud vyšší, než simulovaných  $60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Je to dáno jednak přibližným stanovením technologických konstant  $K_p$  a  $n$ , hlavně pak ale plynulým přechodem mezi silnou a slabou inverzí. Vlastnosti tranzistorů jádra jsou částečně ovlivněny vztahy pro silnou inverzi. S přihlédnutím k této skutečnosti je shoda simulace s výpočtem dostatečná.

### 7.3 Celkový šum BG reference s proudovou vazbou

Celkový šum zapojení z obr. 12 nyní můžeme určit obdobně jako v kapitole 5.2. Opět použijeme schématické znázornění z obr. 8. Pro výpočet šumového napětí  $v_{ni}$  použijeme vstupní šumové napětí druhého stupně vypočtené v předchozí kapitole. Dále zohledníme šumové příspěvky, které do zapojení zanáší kompenzace báзовých proudů.

#### Šum $v_{ni}$

##### 1) Druhý stupeň OPAMP

Šumové napětí druhého stupně je podělené zesílením prvního stupně. Zisk prvního stupně určíme jako podíl napětí na odporové zátěži a teplotního napětí  $V_T$ . Úbytek na rezistorech je  $264 \text{ mV}$ , zisk je  $264 \text{ mV}/V_T = 10$ . Příspěvek druhého stupně k  $v_{ni}$  je tedy:

$$v_{n2i} = \frac{v_{n2}}{A_1} = \frac{82 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}}{10} = 8,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.32)$$

##### 2) Vliv odporové zátěže prvního stupně

Šumové napětí rezistorů podělíme ziskem prvního stupně:

$$v_{nRA} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot R}}{A_1} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot 275 \cdot 10^3}}{10} = 6,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.33)$$

$$v_{nRB} = \frac{\sqrt{4V_T q \cdot 55 \cdot 10^3}}{10} = 3,0 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.34)$$

##### 3) Šum vstupních tranzistorů prvního stupně

Šum vstupních tranzistorů spočítáme přímo podle rovnice (1.12):

$$v_{nQ1} = \sqrt{4V_T q \left( 40 + \frac{V_T}{2 \cdot 1,2\mu} \right)} = 13,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.35)$$

$$v_{nQ2} = \sqrt{4V_T q \left( 230 + \frac{V_T}{2 \cdot 4,8\mu} \right)} = 7,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.36)$$

#### 4) Šum sledovače $Q_4, M_{22}$

Šum sledovače  $Q_4, M_{22}$  určíme například tak, že vypočteme šumové proudy jednotlivých tranzistorů a jejich nekorelovaný součet převedeme s pomocí transkonduktance  $Q_4$  na příspěvek šumového napětí k  $v_{ni}$ . Zjistíme šumový proud  $M_{22}$ :

$$g_{mM22} = \sqrt{2 \cdot 4\mu \cdot 15,8 \cdot 10^{-6} \frac{10}{10}} = 1,12 \cdot 10^{-5} \text{ A/V} \quad (7.37)$$

$$i_{nM22} = \sqrt{4V_T q \cdot 1,12 \cdot 10^{-5}} = 0,43 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.38)$$

Šumový proud (s uvažováním bázevého odporu) a transkonduktance tranzistoru  $Q_4$  jsou:

$$i_{nQ4} = \sqrt{2qI_C \cdot \left( 1 + \frac{2I_C r_b}{V_T} \right)} = \sqrt{2q \cdot 4\mu \cdot \left( 1 + \frac{2 \cdot 4\mu \cdot 320}{V_T} \right)}$$

$$i_{nQ4} = 1,19 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.39)$$

$$g_{mQ4} = \frac{4\mu}{V_T} = 1,54 \cdot 10^{-4} \text{ A/V} \quad (7.40)$$

Součet obou šumových proudů je  $\sqrt{0,43^2 + 1,19^2} = 1,3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Příspěvek sledovače je:

$$v_{nsl1} = \frac{1,3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}}{1,54 \cdot 10^{-4}} = 8,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.41)$$

#### 5) Šum sledovače $Q_3, M_{21}$

Pro výpočet šumu použijeme stejný postup jako v předchozím bodě.

$$g_{mM21} = \sqrt{2 \cdot 1\mu \cdot 15,8 \cdot 10^{-6} \frac{10}{10}} = 5,62 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} \quad (7.42)$$

$$i_{nM21} = \sqrt{4V_T q \cdot 5,62 \cdot 10^{-6}} = 0,31 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.43)$$

$$i_{nQ3} = \sqrt{2q \cdot 1\mu \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot 1\mu \cdot 80}{V_T}\right)} = 0,57 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.44)$$

$$g_{mQ3} = \frac{1\mu}{V_T} = 3,85 \cdot 10^{-5} \text{ A/V} \quad (7.45)$$

Celkový šumový proud je  $\sqrt{0,31^2 + 0,57^2} = 0,65 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Příspěvek šumu k  $v_{ni}$  je pak:

$$v_{nsl2} = \frac{0,65 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}}{3,85 \cdot 10^{-5}} = 16,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.46)$$

#### 6) Celkové šumové napětí $v_{ni}$

Celková velikost šumového napětí  $v_{ni}$  je dána nekorelovaným součtem všech dílčích příspěvků:

$$\begin{aligned} v_{ni} &= \sqrt{v_{n2i}^2 + v_{nRA}^2 + v_{nRB}^2 + v_{nQ1}^2 + v_{nQ2}^2 + v_{nsl1}^2 + v_{nsl2}^2} \\ &= \sqrt{8,2^2 + 6,8^2 + 3,0^2 + 13,5^2 + 7,1^2 + 8,4^2 + 16,9^2} \\ &= 26,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned} \quad (7.47)$$

### Šum kompenzace báze proudů

Tranzistory  $M_{49}$ ,  $M_{50}$  poskytují kompenzační proudy pro  $Q_3$ ,  $Q_4$ . Tyto proudy jsou rovněž zatíženy šumem. Pro jeho výpočet potřebujeme znát hodnotu  $\beta$  tranzistoru  $Q_9$ . Ze simulace je rovna 13,73. Protože emitorový proud je  $1\mu\text{A}$ , je báze proud  $1\mu/13,73 = 72,8\text{nA}$ . Tomu podle rovnice (1.9) odpovídá šumový proud:

$$i_{nbáze} = \sqrt{2q \cdot 72,8\text{nA}} = 153 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.48)$$

Což je ve shodě se simulovanou hodnotou  $161 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Drainový proud tranzistorů zrcadla  $72,8\text{nA}$  zajistí slabou inverzi. Kombinací rovnic (1.14) a (1.16) získáme následující vztah pro výpočet šumu MOS tranzistoru ve slabé inverzi:

$$i_{nMOS} = \sqrt{\frac{4}{n} q I_D} = \sqrt{\frac{4}{1,76} q \cdot 72,8\text{nA}} = 163 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.49)$$

Pro výstupní šumový proud  $i_{no}$  proudového zrcadla o poměru  $p$ , vstupním šumovém proudu  $i_{ni}$  a šumovém proudu jednotlivých tranzistorů zrcadla  $i_n$  platí:

$$i_{no} = p \sqrt{i_{ni}^2 + i_n^2 \left(1 + \frac{1}{p}\right)} \quad (7.50)$$

Proud tranzistorem  $M_{50}$  tedy obsahuje šum o hodnotě:

$$i_{nM50} = 1 \cdot \sqrt{i_{nbáze}^2 + i_{nMOS}^2 \left(1 + \frac{1}{1}\right)} = 0,277 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.51)$$

Proud tranzistorem  $M_{49}$  následně obsahuje šum:

$$i_{nM49} = 4,28 \cdot \sqrt{i_{nbáze}^2 + i_{nMOS}^2 \left(1 + \frac{1}{4,28}\right)} = 1,02 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.52)$$

Tyto proudy tečou do děliče výstupní větve, kde vytváří úbytku napětí. Protože ale zpětná vazba systému udržuje na rezistoru  $R_2$  konstantní napětí, je proud rezistorem  $R_2$  neměnný. Šumový proud z tranzistoru  $M_{50}$  tak vytváří šumové napětí jen na sériové kombinaci  $R_1 + Q_0$ :

$$v_{nk1} = i_{nM50} \cdot \left(R_1 + \frac{I_o}{V_T}\right) = 0,277 \text{ p} \cdot \left(5,98 \text{ k} + \frac{V_T}{6\mu}\right) = 2,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.53)$$

Šumový proud z tranzistoru  $M_{49}$  oproti tomu teče pouze do rezistoru  $R_3$ :

$$v_{nk2} = i_{nM49} \cdot R_3 = 1,02 \text{ p} \cdot 62,8 \text{ k} = 64,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.54)$$

### Celkový šum BG reference s proudovou zpětnou vazbou

S přihlédnutím k rozdělení rezistoru  $R_3$  na  $R_3$  a  $R_1$  můžeme opět použít (modifikované) rovnice (4.6) až (4.11). Vliv  $v_{ni}$  na výstup BG reference je:

$$\begin{aligned} v_{ni \text{ out}} &= v_{ni} \left(1 + \frac{R_1 + R_3 + \frac{V_T}{I_o}}{R_2}\right) \\ v_{ni \text{ out}} &= v_{ni} \left(1 + \frac{5,98 \text{ k} + 62,8 \text{ k} + \frac{V_T}{6\mu}}{29,9 \text{ k}}\right) = 92,0 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned} \quad (7.55)$$

Šum výstupního tranzistoru  $Q_0$  je:

$$v_{nio} = \sqrt{4V_T q \left(320 + \frac{V_T}{6\mu}\right)} = 8,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.56)$$

Šum rezistoru  $R_1$  se na výstup přenáší přímo:

$$v_{nR1 \text{ out}} = \sqrt{4V_T q \cdot 5,98 \text{ k}} = 10,0 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (7.57)$$

Šum rezistoru  $R_2$  se na výstup přenáší následovně:

$$v_{nR2\ Out} = \sqrt{4V_T q \cdot 29,9k} \cdot \left( \frac{5,98k + 62,8k + \frac{V_T}{6\mu}}{29,9k} \right) = 54,6\ nV/\sqrt{Hz} \quad (7.58)$$

Šum rezistoru  $R_3$  se na výstup opět přenáší přímo:

$$v_{nR3\ Out} = \sqrt{4V_T q \cdot 62,8k} = 32,3\ nV/\sqrt{Hz} \quad (7.59)$$

Výsledný šum BG reference získáme nekorelovaným součtem výsledků rovnic (7.53) až (3.11):

$$\begin{aligned} v_n &= \sqrt{v_{nk1}^2 + v_{nk2}^2 + v_{ni\ Out}^2 + v_{nio}^2 + v_{nR1\ Out}^2 + v_{nR2\ Out}^2 + v_{nR3\ Out}^2} \\ v_n &= \sqrt{2,9^2 + 61,4^2 + 92,0^2 + 8,8^2 + 10,0^2 + 54,6^2 + 32,3^2} \\ v_n &= 129,5\ nV/\sqrt{Hz} \end{aligned} \quad (7.60)$$

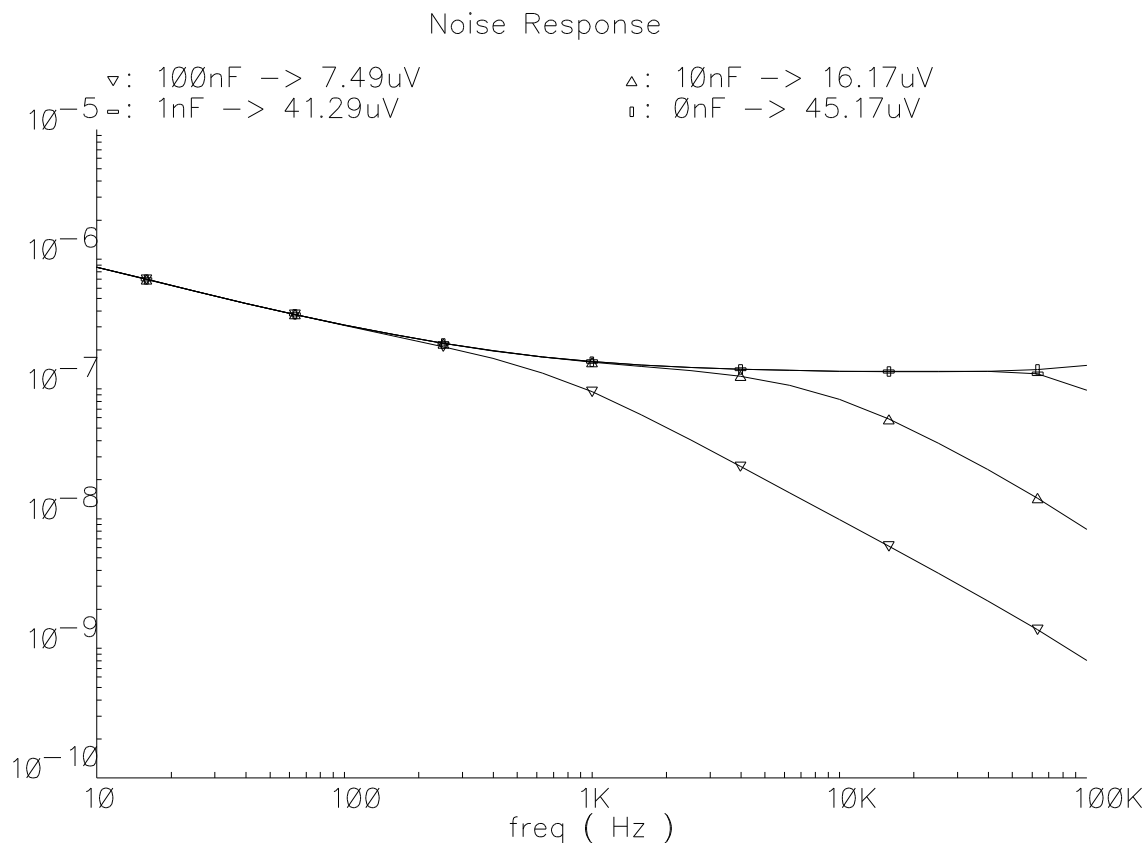
Takto vypočtené šumové napětí je ve velmi dobré shodě se simulovanou hodnotou  $136\ nV/\sqrt{Hz}$ . Hodnota integrálního šumu se pochopitelně neblíží požadované hodnotě  $15\mu V$ . Jak nízká by musela být úroveň bílého šumu, aby bylo možno splnit požadavky zadání bez filtrace, zjistíme za pomoci rovnice (3.11). Uvažujme lomovou frekvenci  $1/f$  šumu 1kHz:

$$v_{n\ MAX} = \frac{V_n}{\sqrt{f_2 + f_k \ln \frac{f_2}{f_1}}} = \frac{15\mu V}{\sqrt{100k + 1k \cdot \ln \frac{100k}{10}}} = 45,4\ nV/\sqrt{Hz} \quad (7.61)$$

Ze zkušeností s předcházejících kapitol můžeme takovou hodnotu prohlásit za prakticky nedosažitelnou. Pro dosažení potřebného poměru proudových hustot by bylo zapotřebí několik stupňů pro generování  $\Delta V_{BE}$ , což by zvýšilo proudovou spotřebu.

## 8 OPTIMALIZACE NAVRŽENÉHO ZAPOJENÍ

V minulé kapitole jsme uvažovali jen úroveň bílého šumu zapojení. Pokud použijeme filtraci externím kondenzátorem, vzniklý RC filtr potlačí šum nad svým lomovým kmitočtem. Vliv externího kondenzátoru o různých hodnotách kapacity je zachycen na následujícím obrázku:

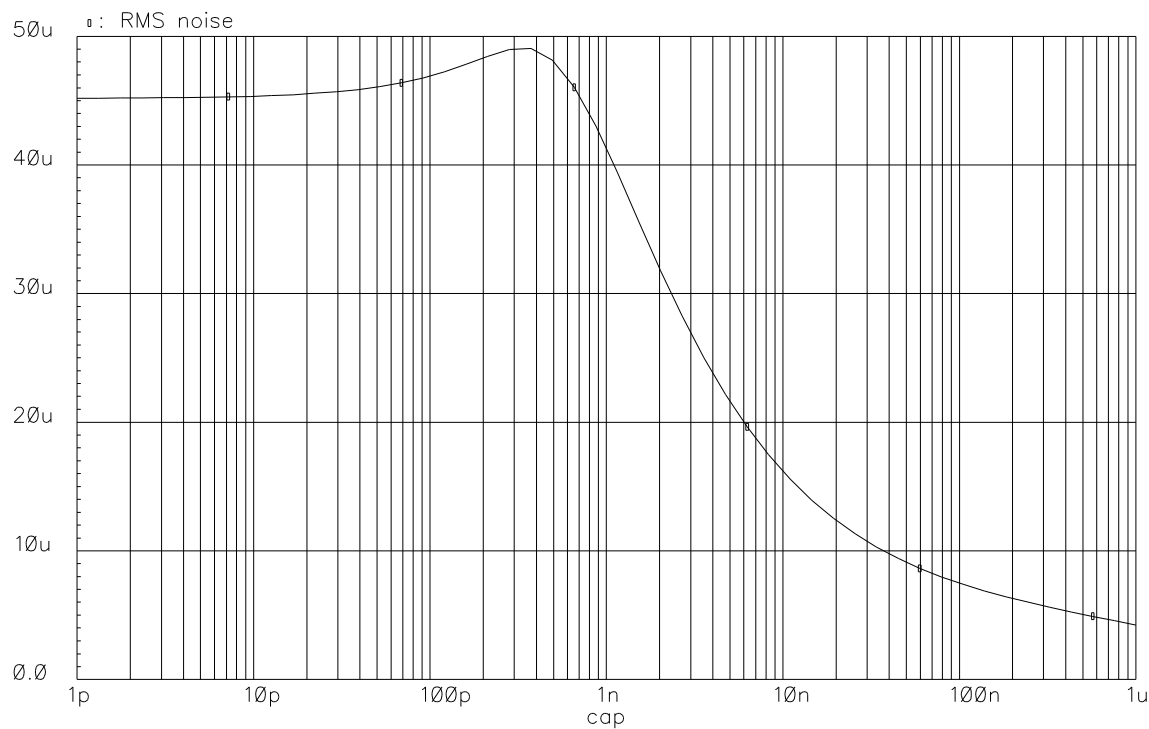


**obr. 19 - Vliv ext. filtračního kondenzátoru na šum zapojení**

Pro velikosti kondenzátorů splňující podmínku zadání (šum BG reference menší než  $15\mu V$ ) je lomový kmitočet vzniklého filtru na tak nízkých kmitočtech, že téměř úplně odstraní oblast bílého šumu. To je důležité zjištění. Víme tak, že není třeba optimalizovat šumové vlastnosti zapojení, ale stačí se zaměřit na nastavení filtru a nabíjení kondenzátoru.

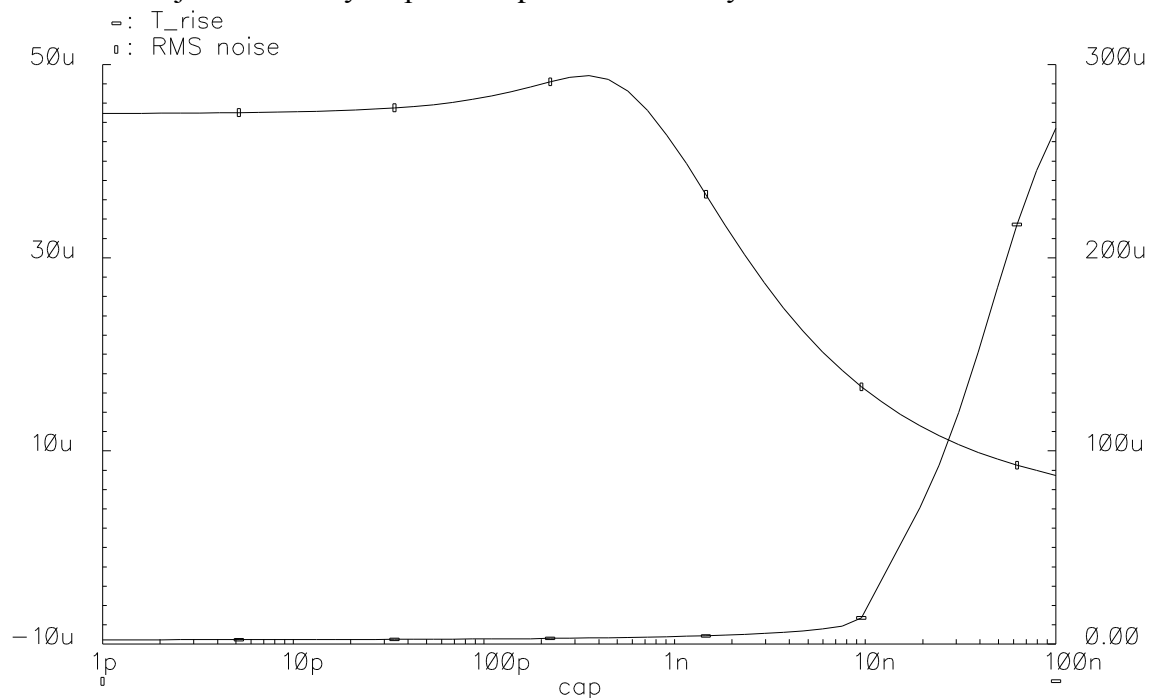
Určení vhodné velikosti externího kondenzátoru je kompromisem mezi nízkou hodnotou šumu a dlouhým startovacím časem. Z následujícího grafu určíme vhodnou velikost filtračního kondenzátoru:





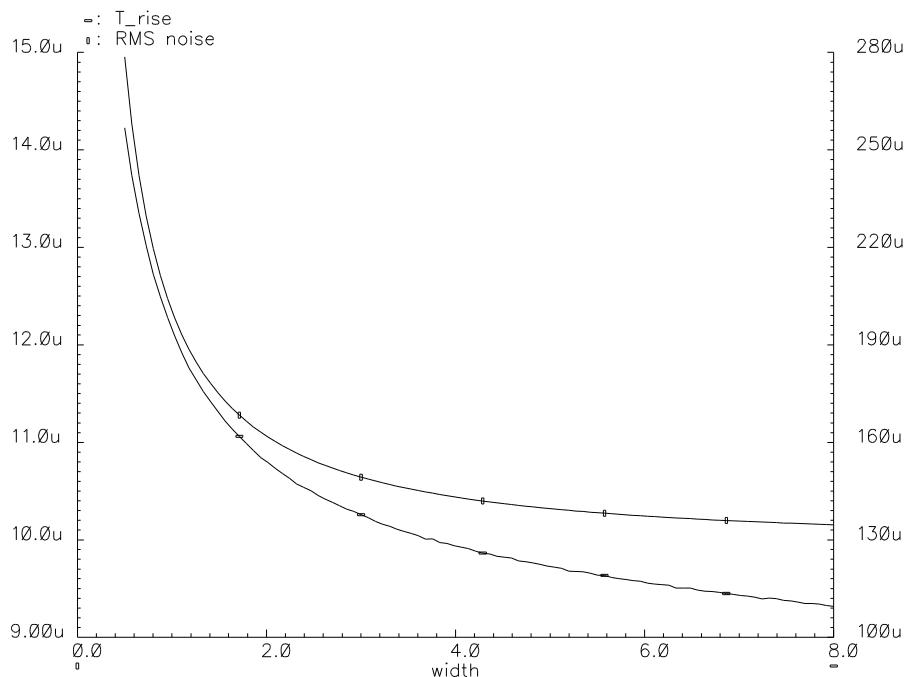
**obr. 20 - Výstupní šum reference v závislosti na filtračním kondenzátoru**

Pro dosažení zadané hodnoty šumu postačí kondenzátor o velikosti  $20nF$ . Po přidání rezervy zvolíme z řady E6 hodnotu  $33nF$ . Jak je vidět z obr. 21, takovýto kondenzátor je navíc druhý stupeň schopen dostatečně rychle nabít.



**obr. 21 - Šum a startovací doba jako protichůdné veličiny**

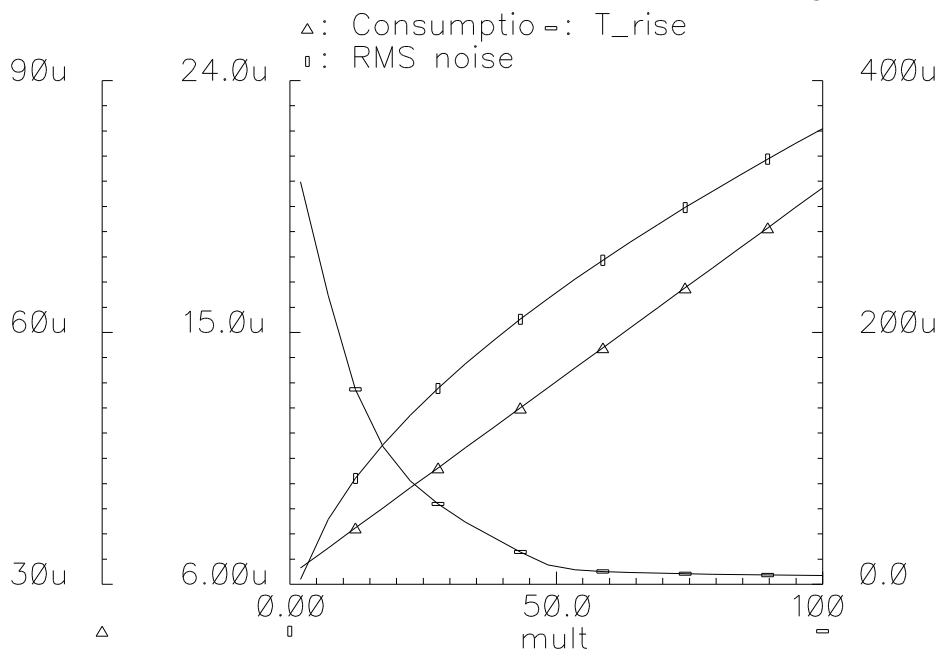
Dále je pro optimalizaci vhodné zjistit vliv šířky tranzistorů  $M_1 - M_8$  na chování reference:



obr. 22 - Vliv šířky  $M_1 - M_8$  na vlastnosti BG reference

Ukazuje se, že s rostoucí šířkou tranzistorů „jádra“ reference klesá jak velikost šumového napětí, tak startovací doba. Limitujícím faktorem je zde pouze plocha výsledného návrhu. Zároveň však vidíme, že pro šířku tranzistorů větší než  $80\mu m$  již nedochází k tak výraznému zlepšení parametrů, aby ospravedlnilo nárůst plochy.

Druhým faktorem je vliv poměru výstupních zrcadel  $M_{11}, M_{12}$  a  $M_{13}, M_{14}$ .

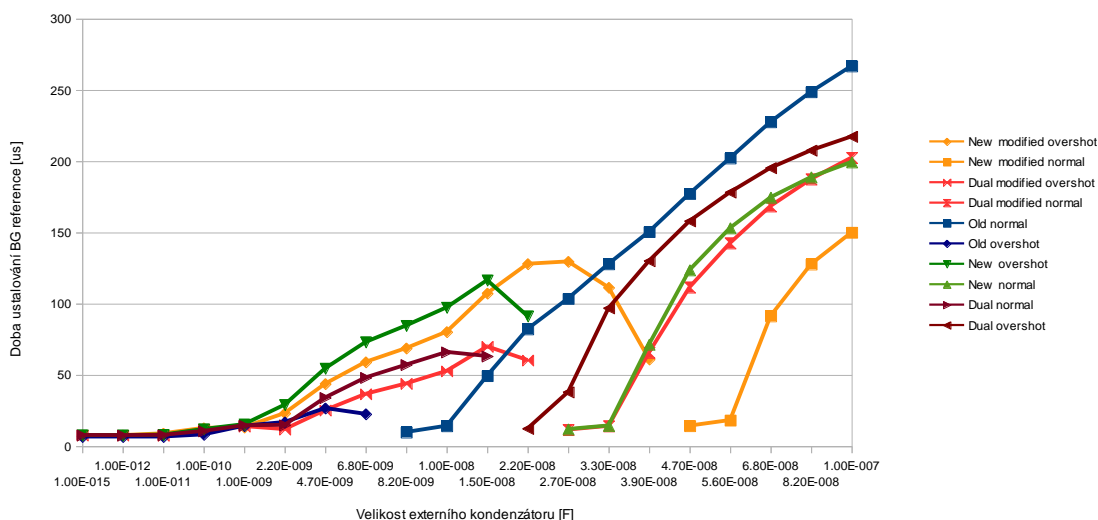


obr. 23 - Vliv poměru výstupních zrcadel druhého stupně na vlastnosti BG reference

S rostoucím poměrem zrcadel podle očekávání roste proudová spotřeba a klesá startovací doba reference. Rovněž roste celkový šum zapojení. Kvůli omezení proudovou spotřebou není možné použít poměr příliš větší než původní 2:15.

Pro výsledné zapojení byl použit další způsob, jak zvýšit proud nabíjející externí kondenzátor při zachování nízké proudové spotřeby. Řešením je topologická úprava druhého stupně, kde k proudovým zdrojům  $M_9 - M_{12}$  paralelně přidáme další proudové zdroje, tentokrát ovšem ne konstantní, ale odvozené od proudů tranzistorů  $M_{13}$  a  $M_{16}$ . Pokud není druhý stupeň rozvážen, jsou tyto přidané proudy malé ( $80nA$ ), při rozvážení však mnohonásobně narostou. Tato úprava je zachycena na obr. 25.

S přihlédnutím ke skutečnostem zachycených na obr. 21 až obr. 23 byla BG reference simulována s několika navrženými typy druhého stupně. Ukázalo se, že kvůli nabíjení externího kondenzátoru proudy v řádu  $mA$  dochází při malých velikostech  $C_{ext}$  k jeho přebití a překmitu výstupního napětí BG reference. Velikost kondenzátoru, pro kterou již nedochází k překmitu, je v následujícím grafu znázorněna nespojitostí křivek.



obr. 24 - Ustalovací doby pro různé varianty druhého stupně

Jako nejlepší byla zvolena varianta znázorněná červenou barvou, označená jako Dual modified. Její lokální optimum leží v námi zvolené oblasti 27 až  $33nF$ . Navíc až pro hodnotu  $39nF$  je ustalovací doba menší než  $100\mu s$ . Protože komerčně dostupné kondenzátory se pro dané kapacity vyrábí s přesností  $\pm 10\%$ , byly ustalovací doby zvoleného zapojení odsimulovány i s danou tolerancí kapacity kondenzátoru.

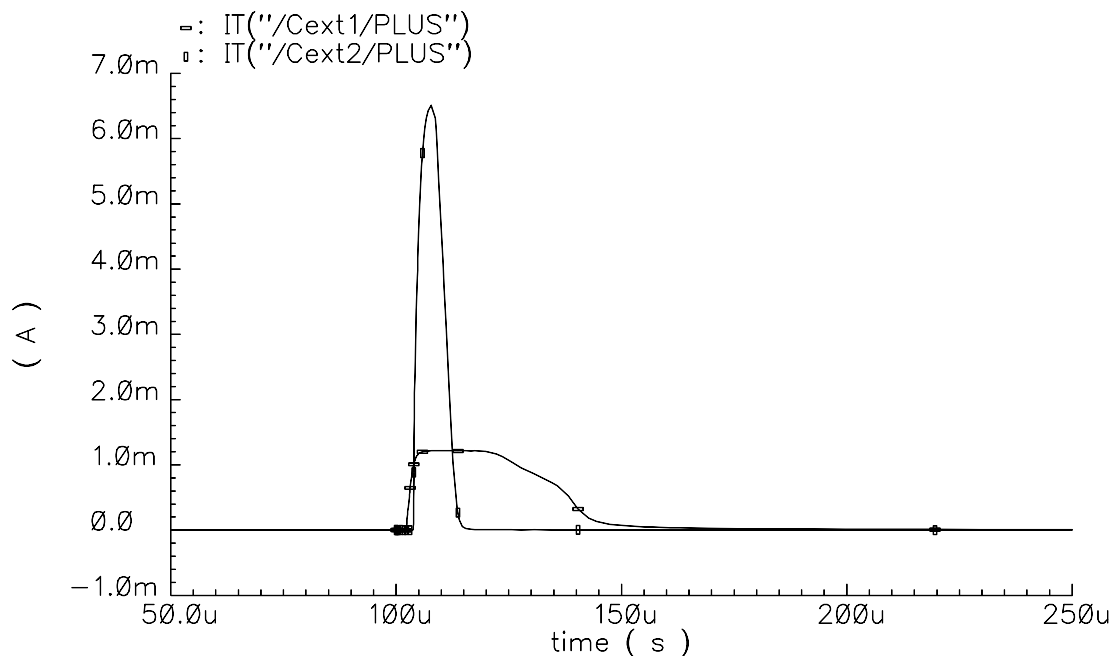
Tab. 8.1 – Ustalovací doba BG reference

$C_{ext} [nF]$	27 – 10%	27	27 + 10%	33 – 10%	33	33 + 10%
$T_{start} [\mu s]$	42	11,6	12,5	12,5	14,2	41,4

Pokud je použit externí kondenzátor doporučené kapacity, je startovací doba BG reference menší než  $50\mu s$ . Výsledné schéma je na následujícím obrázku:

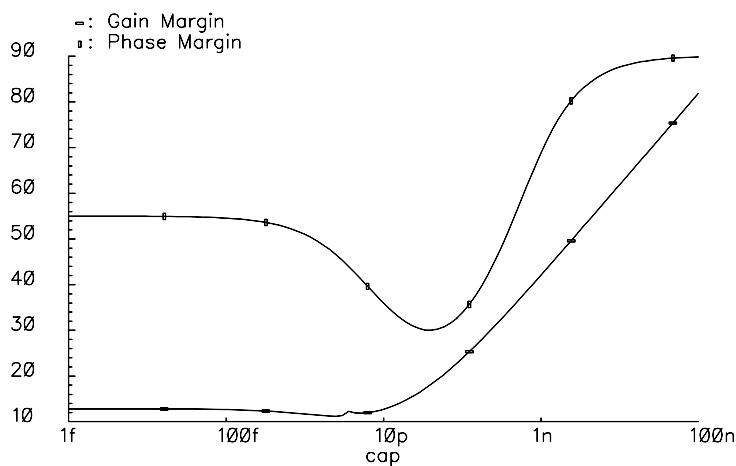


Srovnání zapojení před optimalizací a po optimalizaci můžeme vidět na obr. 26, který zachycuje proud nabíjející externí kondenzátor. K zapnutí reference dojde v čase  $t = 100\mu s$ . Kapacita kondenzátoru je  $C_{ext} = 33nF$ .



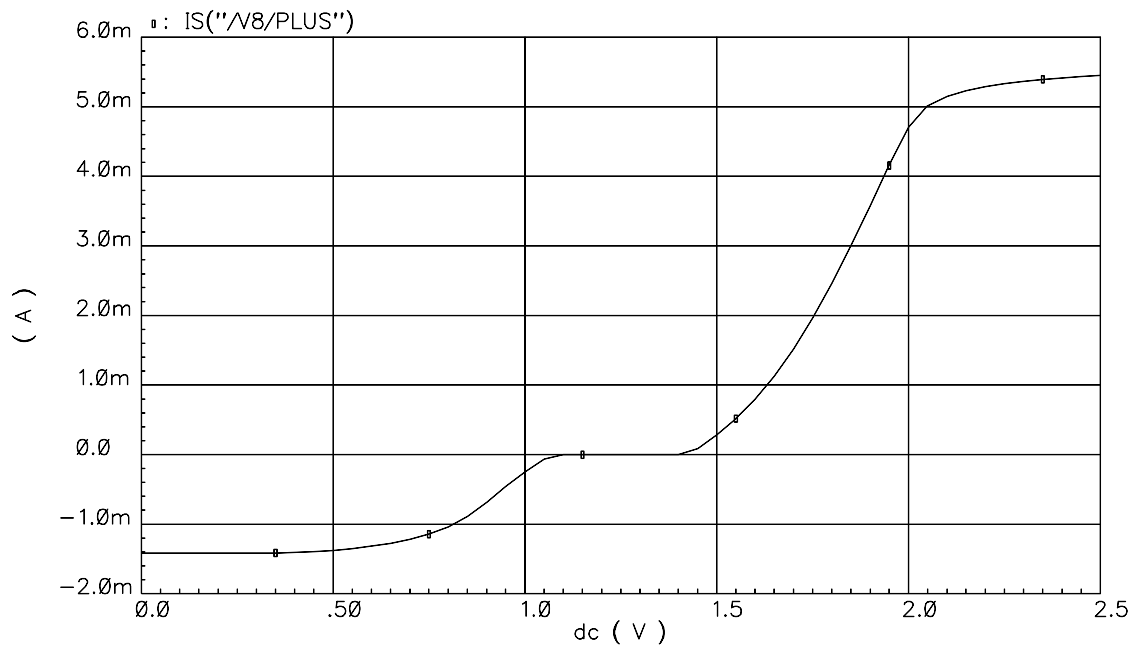
obr. 26 - Proud nabíjející externí kondenzátor

Důležitým požadavkem je stabilita reference. Podle zadání má být zapojení stabilní pro  $C_{ext} \geq 1nF$ . Pro malé hodnoty  $C_{ext}$  zajistí stabilitu sériová kombinace  $C_{13}, R_1$ . Stabilitu zapojení pro široký rozsah hodnot externího kondenzátoru zachycuje následující obrázek:

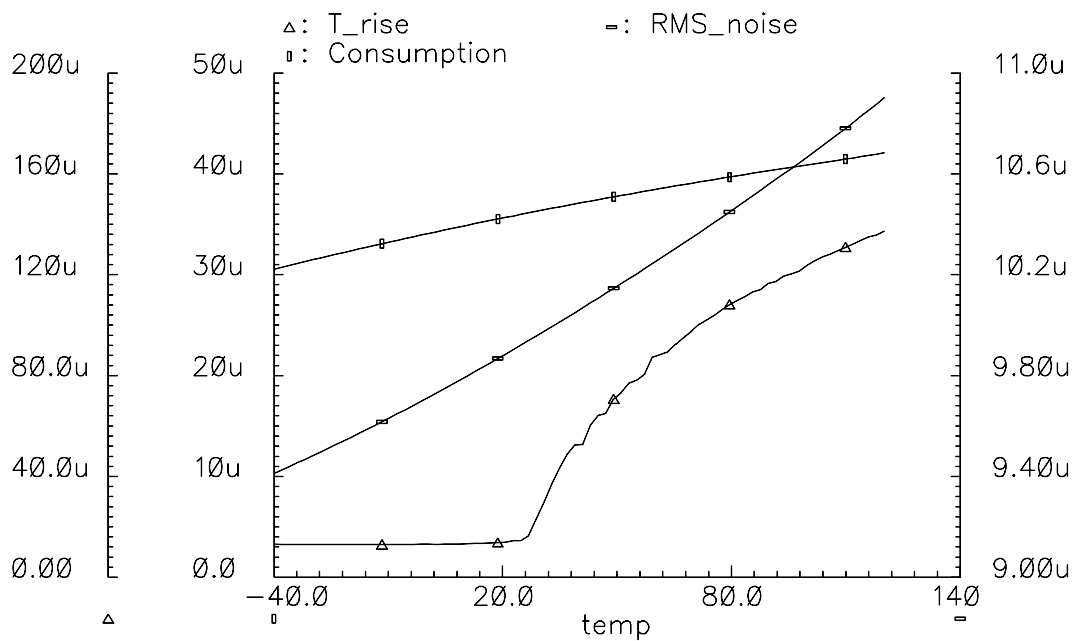


obr. 27 - Stabilita výsledného zapojení

Podmínka fázové bezpečnosti  $> 30^\circ$  je splněna pro celý rozsah, zapojení je tedy stabilní i bez připojeného externího kondenzátoru. Pro typickou hodnotu  $C_{ext} = 33nF$  je fázová bezpečnost  $87^\circ$ .



Zbývá vyšetřit, zda je spotřeba zapojení menší než  $50\mu A$ . Protože proudová spotřeba značně narůstá s teplotou, provedeme simulaci pro celý teplotní rozsah  $-40^\circ C$  až  $120^\circ C$ :



obr. 28 - Teplotní závislost vlastností BG reference

Podmínky zadání jsou splněny v celém teplotním rozsahu.

## 9 ZÁVĚR

Předložená diplomová práce popisuje šumové obvody používaných pro generování referenčního napětí. Obsahuje šumovou analýzu Brokawovy BG reference a BG reference typu diferenciální stupeň. U zvolených zapojení uvádí velikost jednotlivých šumových příspěvků a předkládá možnosti jejich minimalizace. Systematickým způsobem je postupováno od jednodušších schémat až k finálnímu zapojení.

Integrovaný šum v pásmu  $10\text{Hz} - 100\text{kHz}$  je u jednotlivých zapojení následující:

**Tab. 9.1 – Šumové napětí jednotlivých analyzovaných zapojení**

Zapojení	Velikost šumu [ $\mu\text{V}$ ]
Brokawova reference	88,2
Reference typu diferenciální stupeň	95,4
Reference s násobným $\Delta V_{BE}$	66,3
Konečné řešení	9,9

Následně byla provedena optimalizace zvolené BG reference. Parametry výsledného zapojení spolu se zadáním jsou v následující tabulce:

**Tab. 9.2 – Porovnání zadáných a dosažených hodnot**

Zadání	Výsledek (typické hodnoty)
Spotřeba $< 50\mu\text{A}$	$36\mu\text{A}$
Šumové napětí $< 15\mu\text{V}$	$9,9\mu\text{V}$
$C_{ext} < 100\text{nF}$	$C_{ext} = 33\text{nF}$
Enable time $< 200\mu\text{s}$	$14,2\mu\text{s}$
Fázová bezpečnost $> 30^\circ$	$65^\circ$

Výsledkem práce je schéma band-gap reference s proudovou vazbou využívající externího filtračního kondenzátoru, které splňuje zadání. Zároveň je výsledkem i zjištění, že při použití filtrace nehrají šumové vlastnosti samotné reference příliš velkou roli. Použité řešení je funkční, v praxi se nicméně používají řešení jiná. Největším přínosem práce je tak zachycení různých přístupů při šumové analýze obvodů.

# LITERATURA

- [1] Dostál Jiří, Operační zesilovače, Praha : BEN – technická literatura, 2005, ISBN: 80-7300-049-0
- [2] KNOP, J. *Nízkošumový referenční zdroj typu bandgap*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 59 s. Vedoucí diplomové práce Ing Roman Prokop
- [3] Amplifier Technique for Combining Low Noise, Precision and High Speed Performance, IEEE JOURNAL OF SOLID STATE CIRCUITS, VOL.SC-16, NO.6, DECEMBER 1981
- [4] D-C Amplifier Noise Revisited, Analogue Dialogue 18-1, 1984



## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

BG	band-gap
$V_n$	Integrální hodnota šumového napětí
$v_n$	Spektrální hustota šumového napětí
$k$	Boltzmanova konstanta
$T$	Absolutní teplota
$q$	Náboj elektronu
$V_T$	Teplotní napětí
$g_m$	Transkonduktance
$W, L$	Šířka, délka hradla MOS tranzistoru
$K_p$	Technologický parametr MOS tranzistoru
$n$	Technologický parametr MOS tranzistoru
$I_{D0}$	Proud drainem pro $V_{GS} = V_{th}$
$V_{th}$	Prahové napětí MOS tranzistoru
$\lambda$	Parametr modulační délky kanálu